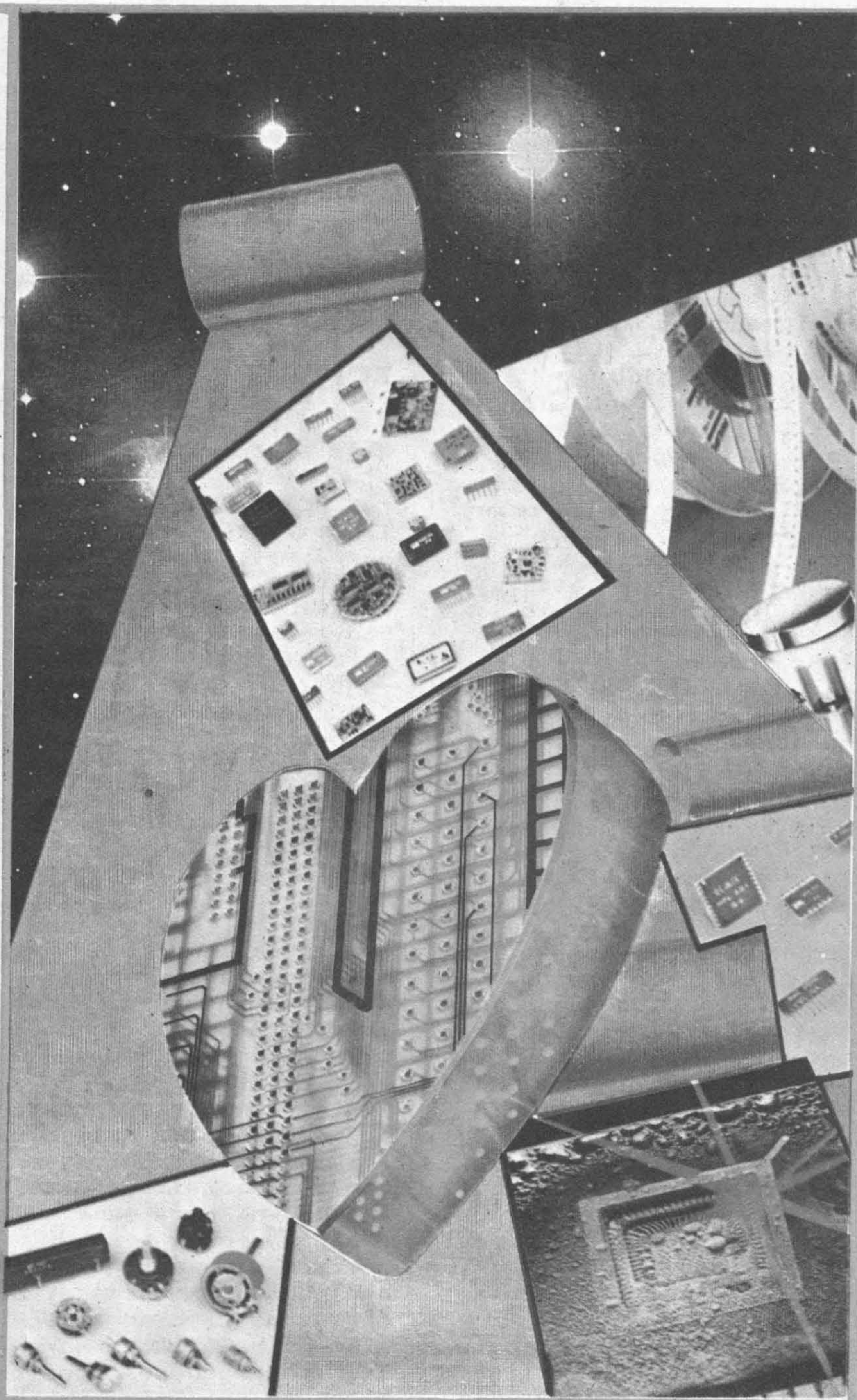
Tehnium

ANUL XXIII — NR. 272 7 / 1993

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON:618 35 66—617 60 10/2059

Prețul 150 LEI

MASTER FILE

Ing. ŞORICUŢ C.

(URMARE DIN NR. TRECUT)

- caracteristici generale (numai la formate noi) cum sînt:
a. cukoare hîrtie (PAPER)
b. culoare BORDER
c. iniţiala articolului după care se va face secvenţializarea (iniţial nici una)
d. numărul de linii alocat pentru a afişa o înregistrare. Pentru a avea o singură înregistrare pe ecran se răspunde 22.

In meniul afişat se află şi instrucţiunea " ADD AN ELEMENT ".
Prin " ELEMENT " programul înţelege o parte componentă a formatului de afişare ce poate fi:
- articol de fişier
- element decorativ
  * text, titlu (LITERAL)
  * chenar (BOX)
  * linie orizontală
  * linie verticală

Vom trata separat fiecare mod de a introduce cîte un element într-un format de afişare.
Pentru a introduce un element de text tastaţi "L" (în meniul afişat după folosirea opţiunii "A") apoi introduceţi nr. liniei şi coloanei din care va începe scrierea textului, culoarea hîrtiei, strălucirea, inversarea, flash sau nu şi textul literal. Dacă textul depăşeşte cea mai din dreapta coloană el va reîncepe în linia următoare din prima coloană. Culoarea nu este cerută deoarece se foloseşte în permanenţă contrastul.
Pentru a include un chenar tastaţi "B" şi indicaţi coordonatele colţului din stînga sus, adîncimea în pixeli şi lăţimea tot în pixeli.
Pentru a include o linie orizontală sau verticală tastaţi "H" sau "V", coordonatele colţului cel mai din stînga, respectiv cel mai de sus şi lungimea liniei în pixeli.
Pentru a include articole în formatul de afişare creat, după completarea caracteristicilor generale se foloseşte opţiunea "A" apoi în următorul meniu opţiunea "D". Apoi eşti întrebat de iniţiala articolului de reprezentat (DATA REFERENCE) şi trebuie răspuns la următoarele PROMPT-uri:
-linia de pe ecran la care se va afişa articolul indicat al primei înregistrări din fişier (0-21).
-coloana de la care se începe afişarea respectivului articol (0-31).
-opţiunea pentru MICRO-PRINT.
-lăţimea, adică nr. de coloane pe care se pot extinde datele din articolul specificat. Dacă spaţiul este insuficient datele vor fi afişate trunchiat.
-adîncimea, adică nr. de linii alocat pentru afişarea datelor.
-culoarea hîrtiei (0-7)
-strălucire (Y/N)
-inversare (Y/N)
-flash (Y/N)
-pad (Y/N) această instrucţiune face ca aria alocată pentru afişarea datelor să fie colorată cu culoarea hîrtiei.
-null text ; această opţiune permite ca în lipsa datelor la articolul specificat din înregistrarea curentă să se tipărească un şir de caractere (***)

Datele numerice vor fi corect aliniate dacă nu se foloseşte opţiunea "pad" şi adîncimea cîmpului de afişare este 1.
Toate elementele formatului cu excepţia articolelor (deci a datelor conţinute) vor fi afişate indiferent dacă sunt selectate sau nu.
Oricare din aceste elemente poate fi modificat cu opţiunea "R" cînd acel element se află pe ecran. Prin suprapunerea acestor elemente rezultă formatul de afişare dorit.
Alte taste folositoare sunt :
N-afişează elementele
R-şterge elemente
X-şterge întregul format
C-copiază întregul format
ATENTIE! La suprapunerea a două înregistrări sau elemente programul nu verifică ce şterge.

Micro-Print

Caracterele normale ale Spectrumului permit scrierea a 32 caractere pe linie. Dacă se comprimă caracterul de la 8 biţi la 5 sau 6 biţi atunci pe linie vor încape mai multe caractere. Programul permite afişarea cu două grade de comprimare şi anume la 42 caractere pe linie sau la 51 de caractere pe linie. Ca avantaj clar este evident faptul că în acelaşi spaţiu se pot vizualiza mai multe date dar se majorează timpul în care se afişează datele (sînt mai mult pictate decît afişate pe ecran).
Modul de lucru Micro-Print este următorul:
- în modul EDIT la furnizarea unui element literal sau date veţi fi întrebat "MICRO-PRINT Y/N" la care veţi răspunde cu:
a) N pentru 32 caractere pe linie
b) Y pentru a fi întrb ţi "42-Pitch Y/N"la care dacă răspundem cu "Y" se va face selectarea pe 42 caractere pe linie sau cu "N" pentru selectarea pe 51 caractere pe linie.

WORD PROCESSING
(Prelucrare cuvinte)

La afişarea în modul DISPLAY MasterFile execută o prelucrare primară a cuvintelor :
- blancuri ignorate
- marginea din stînga se menţine goală
- se minimizează întreruperile cuvintelor

Aceasta înseamnă că poţi introduce textul fără să ai grijă de spaţii şi de întreruperi.

MasterFile preferă să înceapă o linie nouă decît şa despartă un cuvînt, cu excepţia cazului cînd sa ajuns la ultima linie.

ADD A RECORD MODE (ADAUGAREA UNEI INREGISTRARI)

Selectarea acestui mod se face cu tasta "A" din MM. Apoi avem următoarele opţiuni:
-adăugare un item " A "
-adăugare AUTO-PROMPT "P"
-trecere în mod DISPLAY cu tasta " D "
-trecere în MM cu " M "
Pentru a introduce o nouă înregistrare se foloseşte "A" după care se furnizează un DATA REFERANCE şi textul de max.128 de caractere restu fiind ignorate.Item-ul va fi afişat în alb strălucitor sub DATA REFERANCE/NAME afişat în roşu.
O metodă alternativă este selecţia "P"astfel vor fi solicitate item-uri de către program prin studierea DATA-NAME-urlor.
Astfel sîntem scutiţi să ţinem minte toate DATA-REFERENCE-urile şi face improbabilă omiterea unui item.Dvs. trebuie să introduceţi textul încheind cu ENTER pentru fiecare item ce sete "prompted".
In lipsa datelor pentru un item se foloseşte ENTER .
ENTER urmat rapid de SPACE încheie toate PROMPT-urile
Alte taste utile sunt:
N-verificare item-uri
R-înlocuire item
E-ştergere item
G-se introduce DATA REFERENCE corespunzător item-ului dorit.

MODUL DISPLAY

Se foloseşte pentru a vizualiza înregistrările selectate într-un mod dictat de unele din formatele raport.
Selectarea acestui mod se face cu tasta "D" din MM sau cu " C " cînd se alege un format de afişare.
Se poate afişa cu tasta "Q" un nou meniu sau şterge cu "?".
Funcţiile acestuia sunt:
N-dacă în linia 22 apare "..more.." această tastă permite vizualizarea paginii următoare.
1-9 avansează formatul de afişare cu 1-9 înregistrări.
B- reluare de la prima înregistrare.
P- copierea liniilor 0-21 la ZX-Printer.Se foloseşte "S" pentru imprimarea paginii curente sau "?A " pentru pagina curentă şi următoarele.La nevoie se poate întrerupe imprimarea cu tasta "H" sau BREAK apoi GO TO 1.
U-introduce modul UPDATE
E-şterge înregistrarea din poziţia cea mai înaltă (cere confirmare prin Y)
O-reselectează înregistrarea din poziţia cea mai înaltă (nu este ştearsă).
C-copiază înregistrarea din poziţia cea mai înaltă inserînd-o alături de aceasta (ea poate fi modificată cu "U")
S-introduce modul SEARCH
T-calculează şi afişează total/medie
M- revine în MM
R-trece la alt format de afişare

Modul UPDATE

Acest mod permite modificarea unei înregistrări adică a datelor sale ce pot fi revăzute înlocuite sau şterse în timp ce altele pot fi adăugate.Inregistrarea ţintă este totdeauna cea de sus afişată în modul DISPLAY.
Selectarea acestui mod se face astfel din modul DISPLAY, cu cel puţin o înregistrare afişată, tastînd "N" şi 1-9 pentru poziţionarea înregistrării ţintă în poziţia cea mai înaltă a ecranului apoi se apasă " U ".Acum opţiunile sunt aceleaşi cu cele din "ADD A RECORD MODE" şi aceleaşi "PROMPT-uri".
Diferenţa constă în faptul că tasta "D" se poate folosi pentru a reveni în modul DISPLAY.

MODUL SEARCH

In acest mod în cazul unui fişier lung se pot regăsi rapid acele înregistrări pe care le dorim.
Căutarea este efectuată comparînd un argument dat de utilizator cu o dată particulară din fiecare înregistrare selectată.
Iniţial deselectăm toate înregistrările cu "R" din MM.Astfel Sel=00000 apare pe ecran,apoi se atasă "S" pentru a porni căutarea.
Primul meniu din modul SEARCH solicită tastele:
A-(all) pentru a căuta în toate înregistrările neselectate şi a le selecta pe acelea care corespund.
L-pentru a căuta numai înregistrările selectate şi a deselecta pe cele care ni corespund.
M-revenire în MM
Apăsînd " L " veţi fi întrebaţi de DATA REFERENCE-ul datelor (item-urilor) de comparat la care se răspunde cu tasta corespunzătoare.Următorul meniu întreabă dacă data trebuie tratată ca un caracter "C" sau numeric "N".Datele numerice se normalizează în scopul comparaţiei sub forma nnnnnnnnnnn.nn.
De exemplu 12,143 va fi tratat ca 00000000012.14.
De reţinut că "S" (scan) funcţionează numai dacă la meniul anterior s-a răspuns cu tasta " C ".
Alte taste al căror înţeles este evident sunt:"G", "L","U","E".

TOTAL/MEDIE

MasterFille poate calcula şi afişa totalul şi media datelor numerice ale înregistrărilor selectate.
Si aici toate datele numerice sunt normalizate înainte de a se efectua calculele.Orice dată nenumerică opreşte calculul.
Singurul caracter nenumeric admis este 1 punct zecimal.
Modul TOTAL/MEDIE poate fi dat din MM sau DISPLAY.
Rezultatele se dau în liniile 10-21.
Pentru prelucrări aritmetice complexe se folosesc USER-BASIC-uri concepute special.Datele se pot imprima în modul DISPLAY.

LOAD AND SAVE

Pentru a salva se foloseşte opţiunea " V " din MM.Un meniu simplu vă cere să alegeţi între opţiunile "F" şi "P" adică între a salva numai fişierul sau a salva programul şi fişierul.Vă puteţi răzgîndi cu tasta ENTER .
La selecţia "P" este salvat întîi BASICUL (include şi fişierul F$) apoi codul maşină.Sînteţi întrebaţi ce nume de salvare doriţi (max.10 caractere).
La selectarea "F" se sal-

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

MODULAȚIE ȘI MODULATOARE. Modulația de amplitudine

Ing. ȘERBAN NAICU

Într-un sistem de radiocomunicații are loc transmiterea unor semnale electrice de la emițător către receptor. Semnalele electrice transmise, care corespund unei anumite informații, sunt semnale de joasă frecvență, care, datorită particularității lor nu pot fi ridicate pentru a ajunge cu un nivel util la receptor. De aceea, a fost necesar să se utilizeze un semnal de înaltă frecvență care să „poarte" semnalul util de joasă frecvență. Se știe că undele electromagnetice de înaltă frecvență au proprietatea de a se propaga la distanță, deoarece puterea radiată este egală cu pătratul frecvenței. Deci, transmiterea prin radiație electromagnetică se face numai la frecvențe înalte, peste 100 kHz.

Semnalul de înaltă frecvență se numește **semnal purtător** (sau oscilație purtătoare) semnalul de joasă frecvență „transportat", care reprezintă informația, se numește **semnal modulator**, iar semnalul rezultat se numeșete **semnal modulat** (sau oscilație modulată).

Un alt avantaj al utilizării pentru transmisie a semnalelor de înaltă frecvență îl constituie și posibilitatea transmiterii simultane a mai multor mesaje, pe același canal (aceeași linie de comunicație) prin modularea aceleiași purtătoare cu semnale diferite, care pot fi separate la recepție cu ajutorul unor filtre cu care se extrag semnalele de modulație (semnalele modulatoare).

În funcție de natura (forma) semnalului purtător și de parametrul semnalului care se modifică, la emisie distingem mai multe tipuri de modulație.

Astfel, ținând cont de natura semnalului purtător, care poate fi un semnal sinusoidal sau o succesiune de impulsuri, avem:

— modulația armonică (a semnalelor sinusoidale);
— modulația de impulsuri (a semnalelor impuls).

Dacă ne referim la primul tip de modulație, cel al semnalelor sinusoidale, acestora li se pot varia la emisie: amplitudinea, frecvența sau faza. Vom avea deci:

— modulația de amplitudine (MA);
— modulația de frecvență (MF);
— modulația de fază (MP).

Precizăm că modulația de frecvență și modulația de fază sunt interdependente și există concomitent, ele fiind înglobate într-o denumire comună: **modulația unghiulară.**

Dacă ne referim la modulația semnalelor impuls, distingem următoarele tipuri de modulație, în funcție de parametrul impulsului care a fost variat (amplitudinea, durata, poziția):

— modulație de impulsuri în amplitudine (MIA);
— modulație de impulsuri în durată (MID);
— modulație de impulsuri de poziție.

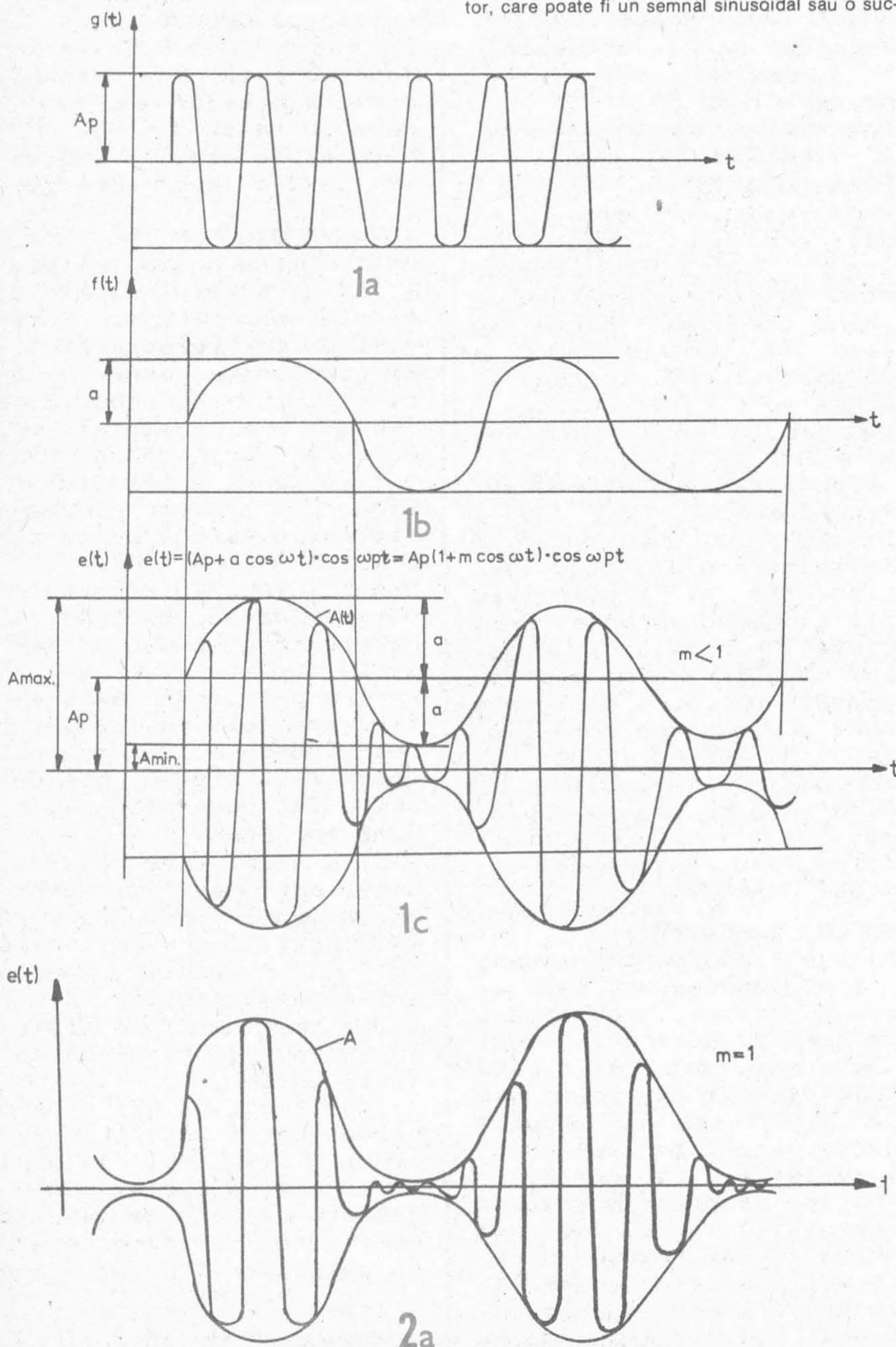
Modulația de impulsuri de poziție se împarte la rândul ei în două subgrupe:

— modulația de impulsuri în frecvență (MIF);
— modulația de impulsuri în fază (MIP).

Mai distingem **modulația de impulsuri de cod** (MIC), când semnalul de modulație acționează asupra amplitudinii impulsurilor, dar acestea pot lua numai anumite valori cuantizate și **modulația de impulsuri diferențială** sau **de tip delta** (MI∆), în cadrul sistemelor digitale.

Ideal ar fi ca semnalul modulator să schimbe numai parametrul dorit, dar există și efecte parazite care determină, de exemplu, la o modulație de frecvență și o modulație parazită de amplitudine sau la o modulație de amplitudine apariția unor modulații parazite de frecvență și fază.

Procesul prin care un parametru al unui semnal este variat (în conformitate cu mesajul transmis) se numește **modulație,** iar procesul invers, prin care se extrage informația utilă din semnalul modulat poartă numele de **demodulație** sau **detecție.**



MODULAȚIA DE AMPLITUDINE (MA)

În figura 1 sunt prezentate: o purtătoare sinusoidală (având pulsația ωp) — figura 1a, —, un semnal sinusoidal modulator (având pulsația ω) — figura 1b și semnalul modulat — figura 1c.

Aceste trei semnale sunt descrise de funcțiile:

Purtătoarea: $g(t) = Ap \cdot \cos\omega pt$ (1)

Semnalul modulator: $f(t) = a \cos\omega t$ (2)

Semnalul modulat: $e(t) = A(t)\cos\omega pt$ (3)

unde: Ap — amplitudinea purtătoarei, a — amplitudinea semnalului modulator și A(t) — amplitudinea modulată.

S-a ales cazul particular al unei modulații armonice, în care semnalul modulator este sinusoidal — $f(t) = \cos\omega t$.

Amplitudinea modulată variabilă în timp are expresia:

$$A(t) = Ap[1+m \cdot f(t)] \quad (4)$$

în care m reprezintă **gradul de modulație.**

$$m = \frac{a}{Ap} = \frac{\text{amplitudinea semnalului modulator}}{\text{amplitudinea purtătoarei}}$$

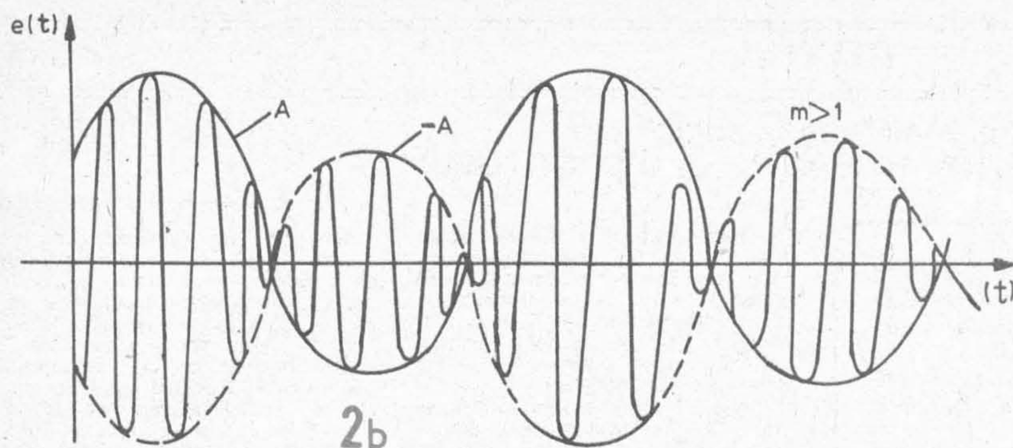
Din figura 1c se observă că:

$$a = Amax - Ap = Ap - Amin = \frac{Amax - Amin}{2} \quad (5)$$

$$2Ap = Amax + Amin \Rightarrow Ap = \frac{Amax + Amin}{2} \quad (6)$$

$$m = \frac{a}{Ap} = \frac{Amax - Ap}{Ap} = \frac{Ap - Amin}{Ap} = \frac{Amax - \frac{Amax + Amin}{2}}{\frac{Amax + Amin}{2}} = \frac{2Amax - Amax - Amin}{Amax + Amin} = \frac{Amax - Amin}{Amax + Amin} \quad (7)$$

Pentru un semnal nemodulat (m = 0) obținem A(t) = A, deci $e(t) = Ap\cos\omega pt$, adică chiar oscilația purtătoare.



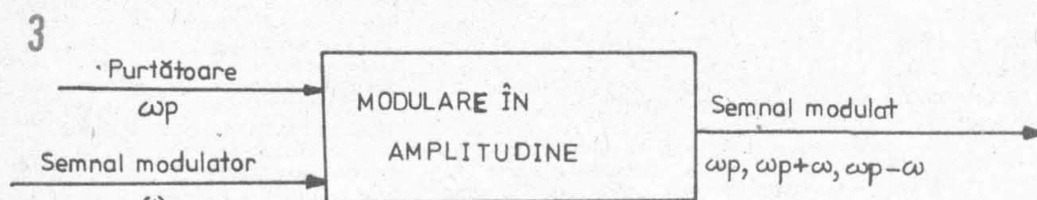
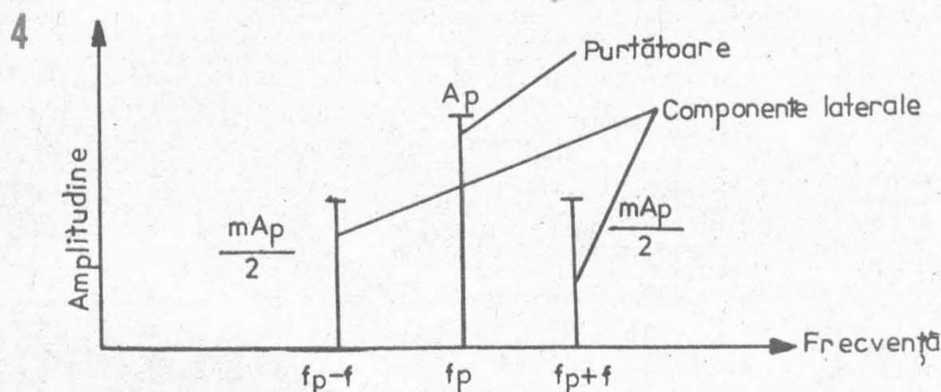


Fig.3.



Pentru o modulaţie normală ($m < 1$) va rezulta amplitudinea modulată $A(t) > 0$, adică anvelopa A(t) nu va fi niciodată negativă (figura 1c).

În figura 2a se prezintă cazul când $m = 1$.

La un grad de modulaţie superior ($m > 1$) avem **supramodulaţie** (figura 2b), caz în care A(t) devine negativ. Demodularea (detecţia) unui astfel de semnal se face cu un detector sincron (nemaiputând fi făcută cu un detector de anvelopă) ceea ce presupune obţinerea la recepţie atât a semnalului modulator cât şi a purtătoarei nemodulate.

Introducând relaţia (4) în relaţia (3) obţinem:

$$e(t) = A(t)\cos\omega p\cdot t = A_p[1 + mf(t)]\cdot\cos\omega pt = \underbrace{Ap\cos\omega pt}_{\text{purtătoarea}} + \underbrace{mAp\cos\omega t\cdot\cos\omega pt}_{\text{informaţia}} = \underbrace{Ap\cos\omega pt}_{\text{purtătoarea}} + \underbrace{\frac{mAp}{2}\cdot\cos(\omega p + \omega)t + \frac{mAp}{2}\cos(\omega p - \omega)t}_{\text{componente laterale de modulaţie}} \quad (8)$$

În figura 3 se prezintă schema bloc a modulaţiei de amplitudine.

Spectrul corespunzător relaţiei (8) este prezent în figura 4.

Deoarece frecvenţa semnalului purtător este mult mai mare decât frecvenţa semnalului modulator ($fp \gg f$) rezultă că $\omega p \gg \omega$, deci spectrul semnalului modulat se află la frecvenţe înalte.

Cazul prezentat este un caz special, în care semnalul modulator este sinusoidal, caz rar în aplicaţii. Să presupunem în continuare că semnalul purtător este periodic nesinusoidal, iar frecvenţa maximă care trebuie reţinută din spectrul său este f_M (corespunzătoare unei pulsaţii ω_M).

Fiecare componentă a oscilaţiei modulatoare de joasă frecvenţă dă naştere la două componente laterale de modulaţie (de o parte şi de alta a purtătoarei). Spectrul semnalului este prezentat în figura 4, în care se observă banda (B) care trebuie asigurată pentru a nu pierde din informaţia utilă.

Rezultă $B = 2f_M = \frac{\omega_M}{\pi}$, unde f_M — este frecvenţa maximă a semnalului modulator, iar banda (B) este centrată pe frecvenţa purtătoare (fp).

Puterea medie dezvoltată de semnalul modulat, e(t), la bornele unei rezistenţe de sarcină are valoarea:

$$P = \underbrace{\frac{A_p^2}{2R_S}}_{\text{purtătoare}} + \underbrace{2\,\frac{1}{2R_S}\left(\frac{mAp}{2}\right)^2}_{\text{componente laterale}} = \frac{Ap^2}{2R_S}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

Se poate observa din această relaţie că puterea conţinută în componentele laterale creşte cu gradul de modulaţie m.

În cazul cel mai favorabil când $m = 1$, puterea conţinută în componentele laterale devine $\frac{A_p^2}{4R_S}$ deci jumătate (50%) din puterea de purtătoare $\left(\frac{A_p^2}{2R_S}\right)$.

Emisia purtătoarei poate fi considerată o risipă de putere şi din acest motiv în unele aplicaţii ea este suprimată. Este cazul sistemelor de modulare **cu purtătoarea suprimată** (PS), semnalul modulat având expresia:

$$e_{PS}(t) = mA_p\cdot f(t)\cos\omega pt$$

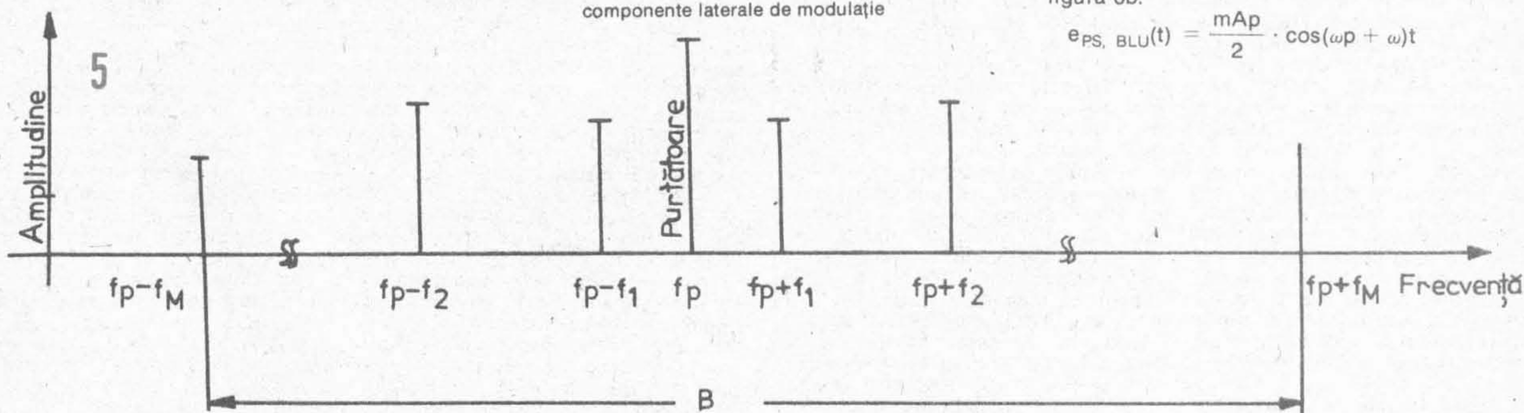
Dacă $f(t) = \cos\omega t$ spectrul va avea forma din figura 6a. Deoarece anvelopa semnalului devine negativă, la recepţie este necesară o detecţie sincronă.

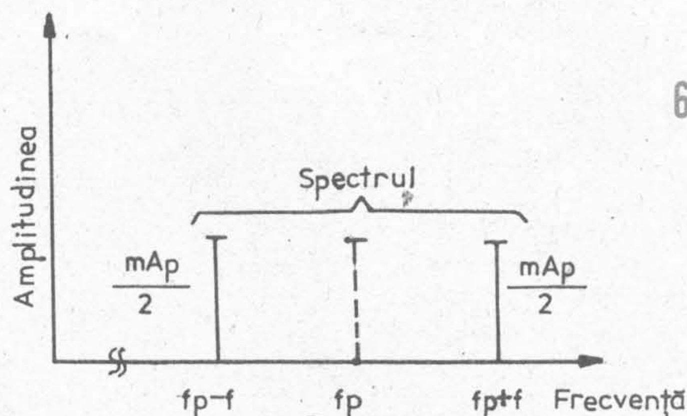
Acest sistem de modulare cu PS prezintă avantajul reducerii puterii la emisie.

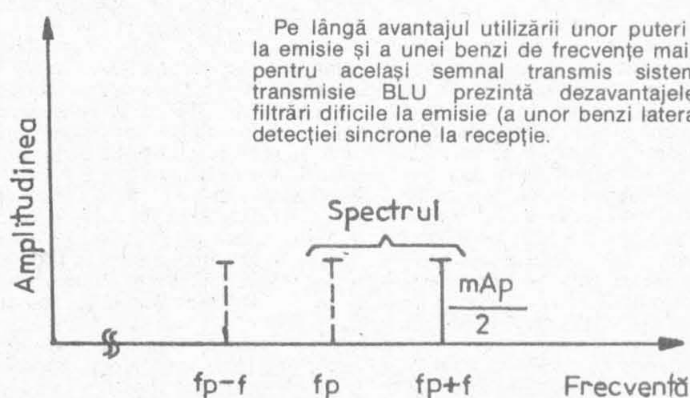
Se poate remarca că informaţia este conţinută de fapt într-o singură bandă laterală (de o singură parte a purtătoarei). De aici apariţia unor sisteme de transmisie cu bandă laterală unică (BLU), mai cunoscute sub abrevierea din limba engleză SSB (single side bande).

Considerând $f(t) = \cos\omega t$, rezultă spectrul din figura 6b.

$$e_{PS,\ BLU}(t) = \frac{mAp}{2}\cdot\cos(\omega p + \omega)t$$







Pe lângă avantajul utilizării unor puteri reduse la emisie şi a unei benzi de frecvenţe mai reduse pentru acelaşi semnal transmis sistemul de transmisie BLU prezintă dezavantajele unei filtrări dificile la emisie (a unor benzi laterale) şi a detecţiei sincrone la recepţie.

Pagini realizate în colaborare cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI



Ing. CLAUDIU IATAN

● *S-a născut la 26 iunie 1937 în localitatea Borogani, raionul Combrat (Republica Moldova)*
● *Absolvent al Facultății de Hidrotehnică din Institutul Politehnic Iași, în anul 1964*
● *Radioamator (Y08AKA) din anul 1966*
● *A debutat în Tehnium în 1974*
● *Preocupări în domeniul US, construind mai multe receptoare, emițătoare liniare și transceivere.*

RX pentru 144 MHz

Receptorul, a cărui schemă de principiu este prezentată în figură, este o superheterodină obișnuită cu o singură schimbare de frecvență, cu parametri foarte buni ținând cont de simplitatea montajului. Valoarea FI este de 2,3 MHz, aleasă pentru o atenuare mai bună a frecvenței imagine și în același timp nu se lărgește prea mult banda de trecere în jurul frecvenței centrale. Cu acest receptor se pot recepționa stații de emisie lucrând în modurile de lucru: MF (modulație de frecvență) CW și SSB. El este astfel conceput încât poate fi ușor adaptat la un Tx. Modul de funcționare este următorul: Releul notat cu R (în dreapta schemei) are contactele în poziție recepție. Prin intermediul contactelor R1.1, semnalul din antenă ajunge la circuitul L1C1, la un amplificator de RF realizat cu tranzistorul T1. Acesta asigură o impedanță mare de intrare și o amplificare stabilă a semnalului. Mixerul este echipat cu tranzistorul T2. Semnalul recepționat, după ce este amplificat de T1, ajunge în circuitul L2C2 de unde apoi se aplică pe grila 1 a mixerului, iar semnalul produs de oscilator pe grila 2. Oscilatorul este realizat cu tranzistorul T3. Pentru acord s-a conectat în priza bobinei L3 dioda D1 utilizată ca varicap. Din potențiometrul R1 se reglează tensiunea pe diodă și în consecință frecvența VFO-ului. Filtrul de bandă compus din L4C4L5C5 separă semnalul de 2,3 MHz care prin bobina de cuplaj L6 se aplică la intrarea circuitului integrat (CI1). Acesta conține un amplificator de FI, un limitator și un detector de MF (modulație de frecvență). Circuitul L7C6 este acordat pe 2,3 MHz după cum normal sunt și circuitele L4C4 L5C5. Cu acest circuit integrat se pot recepționa stațiile care lucrează în MF.

Prin potențiometrul R2, semnalul detectat ajunge la amplificatorul de JF echipat cu circuitul integrat CI2 și apoi la căști sau difuzor. Circuitul integrat CI3 este montat în schema de detector de produs și cu ajutorul cristalului Q reface purtătoarea putând fi astfel ascultate stațiile care lucrează în CW sau SSB. Alegerea modului de lucru MF, CW sau SSB se face prin comutatorul S1. În schemă comutatorul este pe poziția de ascultare CW sau SSB. În locul comutatorului se poate monta un releu pentru cablaj imprimat alimentat la 10V și în felul acesta se elimină circuitele lungi de la montaj la panoul aparatului. Releul fiind acționat de pe panou. Componentele R3, D3 reduc tensiunea de la 24V la 10V, stabilizată, tensiune cu care se alimentează întregul montaj.

Tensiunea de 24V este necesară pentru alimentarea tranzistoarelor de putere din eventualul Tx, iar în cazul de față alimentează doar releul R, care practic nu este folosit fără Tx și se deconectează de la sursă. Întrerupătorul S2 acționează asupra releului atunci când va fi cazul. Componentele din receptor pot fi de orice tip, dar să îndeplinească o serie de condiții care sunt la orice aparatură de UUS. Astfel în circuitele de înaltă frecvență se vor utiliza numai condensatori ceramici, iar lungimea terminalelor lor se va reduce la minim posibil. În circuitele de FI și JF nu sunt pretenții la condensatori privind tipul. Rezistoarele sunt de 0,125 W tip MLT în afara celor care bineînțeles au altă notație privind puterea pe schema de principiu. Toți semireglabilii sunt cu dielectric aer. Bobinele L1 și L2 sunt fără carcasă, executate în aer având diametrul de 4 mm cu sârmă de 0,7—0,8 mm grosime. Bobina L1 conține 5 spire pe o lungime de 9 mm cu priza la spira a doua, iar bobina L2 conține 4 spire pe o lungime de 7 mm. Bobina L3 este executată pe carcasă ceramică având diametrul de 5 mm și conține 5 spire cu sârmă de 0,5 mm pe o lungime de 10 mm iar priza la spira a doua. Spirele se bobinează cu sârmă foarte întinsă chiar încălzită pentru a obține o mai mare stabilitate mecanică a bobinei. Bobinele L4 și L5 sunt realizate pe miez reglabil cu

RADIOCOMUNICAȚII CW

LAURENȚIU DAN ALEXE — YO3DAN

În deceniul al IV-lea al secolului trecut un pictor american preocupat de cuceririle științei în domeniul electricității a revoluționat domeniul comunicațiilor la distanță. Pictorul se numea Samuel Finley Breeze Morse (1791—1872) și în 1832 a inventat o primă variantă a codului ce-i poartă numele, cod ce facilita transmiterea mesajelor alcătuite din litere, cifre și semne de punctuație cu ajutorul unor linii și puncte ce se înregistrau pe o bandă de hârtie cu un aparat ce fusese realizat împreună cu un priceput mecanic, Alfred Vail. Mai târziu această modalitate de comunicare a fost numită telegrafie. După apariția radioului, i s-a spus CW (continuos wave = oscilație continuă), pentru că liniile și punctele corespunzătoare codului Morse se obțineau prin manipulația oscilației produse de un oscilator RF.

Persistența în timp a acestui tip de comunicații se datorează avantajelor pe care le oferă:

— Emițătorul pentru lucrul în CW este mai simplu și deci mai ieftin (costul este un criteriu pe care nu-l putem omite întotdeauna) decât cel folosit pentru alte moduri de lucru. De exemplu, față de un emițător pentru SSB, emițătorul pentru CW nu mai conține amplificatorul de microfon, modulatorul echilibrat și filtrul SSB. Doar cu un oscilator (2÷3 tranzistoare) și un amplificator (2÷3 tranzistoare) se poate obține un emițător simplu care să furnizeze o putere output de 5 W, în banda de 80 m — de exemplu, fără nici o dificultate.

— Randamentul etajului final în clasa C de funcționare, de la emițătorul CW, poate ajunge la valoarea (teoretică) de 100% față de 78,5% cât este pentru etajul final liniar în clasa AB de funcționare la un emițător SSB.

În practică, randamentul atinge valori cu 10÷15% mai mici față de valorile teoretice. Deci, rezultă o folosire eficientă a sursei de alimentare cu energie.

— Puterea debitată de un emițător CW este putere de vârf. Nu se mai poate vorbi, în acest caz, de grad de modulație, de emisiune sub sau supramodulată.

— Banda de frecvență ocupată de o emisiune CW este proporțională cu viteza de manipulație. De exemplu, pentru o viteză de manipulație de 100 semne/ minut banda ocupată este de aproximativ 100 Hz. În CCW (telegrafie coerentă) — un gen mai nou de comunicație CW — pentru o viteză de 60 semne/minut banda ocupată este de doar 9 Hz. În orice caz, pentru viteze mari de transmitere, banda ocupată nu depășește 200 Hz. Deci, în banda ocupată de o stație ce lucrează în SSB pot lucra 15 stații CW.

— La recepție pot fi „copiate" semnalele CW slabe cu tăria de S=2, ceea ce este aproape imposibil pentru semnalele SSB cu aceeași tărie.

— Lucrul în CW elimină problemele legate de pronunție și de gramatică existente în cazul lucrului în fonie într-o limbă străină. Cu ajutorul expresiilor codului Q și al celor aproape 1200 prescurtări destinate traficului radiotelegrafic, te poți înțelege fără dificultate cu un european, un japonez, un arab sau un rus.

Acestea sunt, în principal, avantajele care arată că radiocomunicațiile CW reprezintă un mod de lucru ce merită să fie utilizat în traficul de radioamator.

RECEPTOR

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

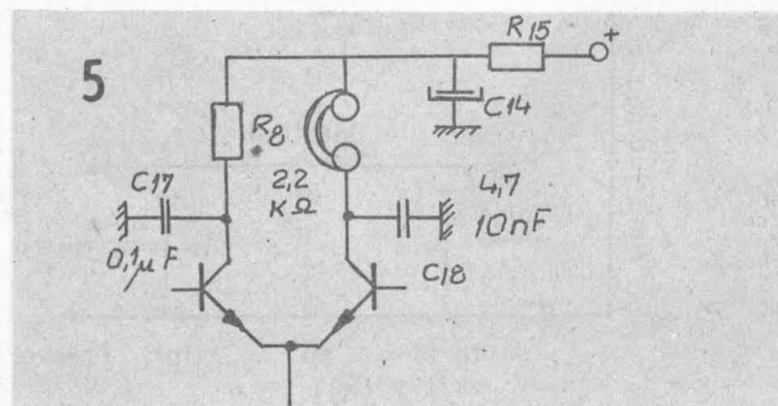
Se va obține și o atenuare suplimentară a frecvențelor audio mai mari de 4 kHz și mai mici de 400 Hz. Cu acest artificiu, la 15V alimentare, zgomotul propriu la ieșire reprezintă 30 mVef, iar un semnal de 2...3 μV va da la ieșire aproape 100 mVef.

În fine, poate să șocheze lipsa unui reglaj al nivelului audio. Acesta nu este necesar până când semnalul de ieșire nu depășește 2...3 Vef, când apar distorsiuni. Aceasta înseamnă peste 100 μV la intrare. Firește cea mai simplă soluție este șuntarea „căștii" cu un potențiometru conectat ca reostat (100 kΩ) sau pur și simplu limitarea semnalului cu ajutorul circuitului din figura 6 (se pot folosi 2, 4 sau chiar 6 diode). Firește, apar distorsiuni (pentru SSB), dar ne protejăm urechile la apariția pe bandă a unei stații puternice locale. Cea mai bună soluție este însă folosirea unui atenuator în trepte conectat între antenă (transmatch dacă există) și receptor. În acest mod se mărește capacitatea de a lucra a receptorului în prezența unor semnale mari, fără a se produce intermodulații (firește cu prețul reducerii sensibilității).

Atenuatorul din figura 7 cu trei trepte introduce 20 dB, 10 dB și 0 dB pe pozițiile 1, 2 și respectiv 3 și are impedanță caracteristică de aproximativ 50 Ω și împreună cu montajele din figurile 3 și 6 completează receptorul. Gama dinamică limitată de intermodulație a receptorului de circa 60 dB nu este prea mare, dar corespunde cu valorile obținute la mixerele active cu circuite integrate de acest tip.

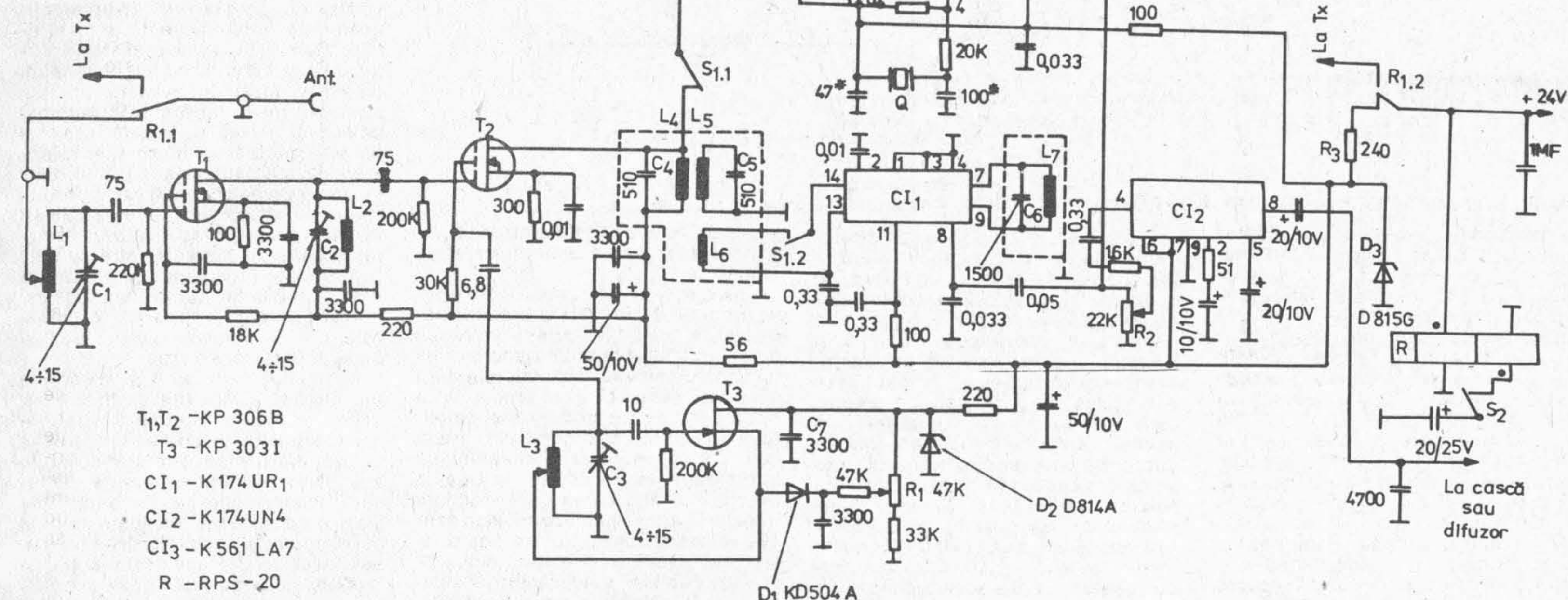
În fine, în figura 8 este dată schema unui redresor simplu recomandabil pentru acest montaj, utilizând clasicul transformator „de sonerie". Redresorul este cu dublare de tensiune, becul servind ca rezistență de balast, indicator de funcționare dar și de indicator de scurtcircuit! Consumul receptorului propriu-zis este de circa 7 mA.

S-a lăsat special la urmă problema bobinelor, de care depinde toată reușita proiectului. Autorul a folosit bobine (carcase) utilizate în modulul de sunet al receptoarelor T.V. alb-negru Electronica cu circuite integrate. Bobinele L₁ și L₁ au 7 spire iar bobina L₄ are 12 spire (ori-



sârmă lițată 21x0,07 și au fiecare câte 44 spire, iar L7 conține 26 spire. Bobina de cuplaj L6 conține 4 spire email + bumbac cu diametrul de 0,15 — 0,25 mm și se bobinează peste L5. Bobinele L4 și L5 sunt la o distanță de 4 mm una față de cealaltă.

schemă. Detectorul de produs realizat cu CI3 are o impedanță foarte mare de intrare și se poate folosi practic la orice amplificator de FI cât și în schemele de transceiver. La intrarea în detector semnalul nu trebuie să depășească 500 mV. Întregul receptor se realizează pe circuit im-



REGLAJE: Funcționarea oscilatorului variabil echipat cu T3 se verifică conectând miliampermetrul între C7 și D2 (pe linia de alimentare). Atingând circuitul L3C3 se observă o oarecare creștere a curentului la miliampermetru. Frecvența oscilatorului se reglează din C3 cu ajutorul heterodinei. Circuitele L1C1 și L2C2 se „trag" pentru a obține maxim de semnal de recepție. Acordul lui L2C2 influențează puțin frecvența oscilatorului și ea trebuie corectată din R1. De asemenea circuitele din F1, respectiv L4C4L5C5L7C6 se acordă pentru maxim de semnal.

Cu aceste reglaje făcute, receptorul este pregătit pentru recepționarea semnalelor cu MF. Pentru CW, SSB nu sunt necesare reglaje; doar în cazul când cristalul nu a intrat în oscilație se acționează asupra valorilor condensatorilor de 47 și respectiv 100 pF notați cu asterisc pe primat. Dimensionarea acestuia depinde de piesele ce le are fiecare la îndemână. Realizat îngrijit și cu piese de calitate, rezultatele sunt peste așteptări.

MONOBANDĂ cu un singur circuit integrat

Ing. DINU COSTIN ZAMFIRESCU

ginale). Ele se pot bobina cu sârmă Ø 0,1 mm izolată cu email, în câteva minute. Singura bobină care necesită mai mult timp pentru realizare este bobina L_2, care are 120 spire bobinate cu aceeași sârmă. Există și bobine Electronica care au 70, respectiv 50 spire bobinate pe aceeași carcasă, care se pot folosi cu succes cu înfășurările legate serie, dar atenție la sensul de conectare!

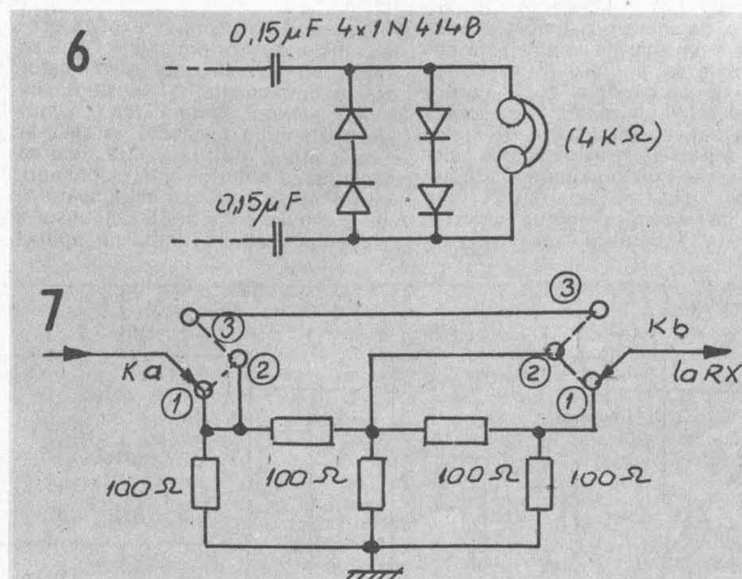
Bobina transmatch-ului (figura 3) se realizează pe o carcasă Ø30 mm și are 50 spire bobinate cu sârmă Ø 0,6 mm cu prize din 5 în 5 spire (bobinaj „spiră lângă spiră"). Antena trebuie să aibă minim 25 m lungime și 15 m înălțime. Acordul circuitului de adaptare se face pe „maximul de audiție", acționând asupra condensatorului variabil și modificând priza.

Dacă se acordă în mijlocul benzii, în general este necesară refacerea acordului în bandă.

Circuitul imprimat va fi dublu placat, o folie servind drept „placă de masă". Găurile pieselor neconectate la masă se curăță de folia de masă cu ajutorul unui burghiu de diametru mai mare pentru a nu se produce scurtcircuitul la masă. Conexiunile de la circuitul integrat la circuitele acordate vor fi cât mai scurte.

Punerea în funcțiune începe cu verificarea regimului de curent continuu. În punctele x și y trebuie să avem 2,4 V și respectiv 3,9 V. La pinii 12 și 1 vor fi circa 1,7 V (cu bobina L_4 scurtcircuitată). Dacă oscilatorul lucrează, potențialul punctului 4 crește la 1,9 V (așa se poate verifica indirect prezența oscilațiilor). În colectori trebuie să avem circa 7 V. La pinii 6 și 9 se va găsi o tensiune cu 0,1 mai mică ca în punctul y. Dacă potențialele bazelor și colectoarelor tranzistorilor din structurile diferențiale nu sunt egale două câte două, se vor verifica rezistențele (presupunând că C.I. este valid).

După „ajustarea" oscilatorului așa cum s-a arătat, se va acorda filtrul

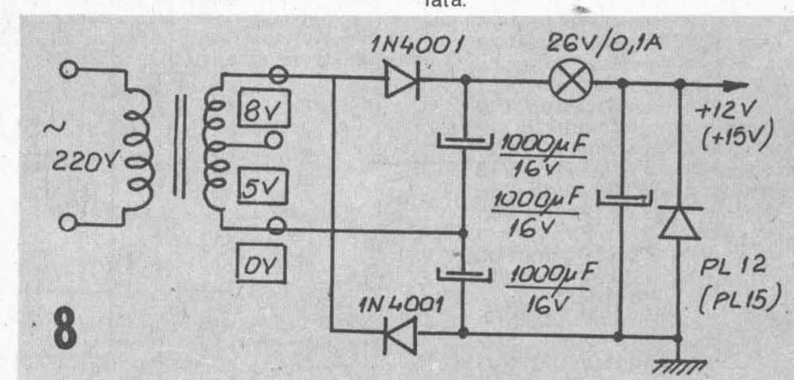


de intrare „pe maxim" în centrul benzii, acționând de mai multe ori succesiv asupra miezurilor bobinelor L_1, L_2, L_3. Foarte „critic" este acordul circuitului serie. Dacă nu se acordă vreunul din circuite se verifică condensatoarele (toleranța) și bobinele (număr de spire incorect, Autorul a folosit C_4 = 5,6 nF, întrucât cu miezul „scos" bobina L_3 nu se acordă cu 6 nF, deși avea 7 spire (defect de execuție al miezului)! Concluzia este că piesele utilizate pot „face figuri" oricui și trebuie ceva bricolaj. Dar acesta este hobby-ul!

Varianta pentru banda de 80 m (3500-3500 kHz) a folosit C_1 = 1 nF; C_2 = 2,2 nF; C_4 = 680 pF; C_5 = C_6 = 4,7 nF; C_7 = 1 nF (styroflex); C_3 = 12 pF; R_1 = 560; L_1 și L_3 câte 10 spire (originală); L_2 cu 70 spire (originală) și L_4 cu 10 spire. C_8 și C_9 au avut câte 82, respectiv 240 pF (de testat funcție de condensatorul variabil folosit).

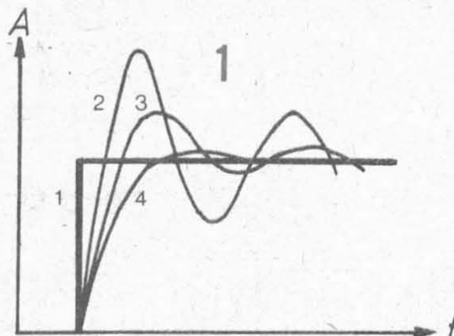
În banda de 160 m, au fost recepționate (iarna) stații UA9; UL7 și chiar W (în telegrafie). În SSB; SM; OH și bineînțeles stații din celelalte țări europene mai apropiate. În banda de 80 m (unde selectivitatea s-a dovedit uneori insuficientă) s-a recepționat în telegrafie UAØ; W; KP4, iar în SSB s-au auzit: PY; W; J28 și bineînțeles toată Europa. Aceste performanțe s-au obținut doar când propagarea a permis. Receptorul de 160 m s-a folosit și în trafic la Y03EM și cu el s-au lucrat 40 de țări, inclusiv câteva stații W! Emițătorul era separat, având 100 W input și antena era de tip T, folosită și la recepție prin același transmatch.

În fine, dacă în locul „căștii" se conectează un transformator de sonerie pe post de transformator de ieșire (coborâtor) și un difuzor de 4...8 Ω, se pot auzi stațiile mai puternice (îndeosebi în 80 m). Sigur se poate adăuga un AAF de putere etc., dar satisfacția de a auzi numai cu montajul original nu poate fi egalată.



GENERATOARE pentru VERIFICAREA AMPLIFICATOARELOR HI-FI

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU



Introducere. Interesul audiofililor electroniști pentru continua îmbunătățire a performanțelor amplificatorului de putere aflat în structura sistemului audio din dotare, rămâne o preocupare permanentă, stimulată și de apariția unor surse de program din ce în ce mai evoluate. Ne referim la player-ele CD (Compact Disc) și la magnetofoanele DAT (Digital Audio Tape), care reclamă, pentru a oferi ceea ce virtual sunt capabile, sisteme audio cât mai perfecte. Pornind de la regula de bază, conform căreia într-un sistem audio, toate componentele sunt la fel de importante, ne vom opri asupra amplificatorului de putere, deoarece asupra lui, electronistul amator poate interveni mai ușor.

Evaluarea calității unui amplificator de audiofrecvență și implicit a posibilității lui de a reda cât mai fidel orice program sonor, se poate face printr-o serie de măsurători obiective, sau subiectiv, prin intermediul testelor perceptuale.

Principalii parametri ai unui amplificator de audiofrecvență, care pot fi măsurați de către orice amator care dispune de câteva aparate ce fac parte din dotarea curentă a laboratoarelor, sunt: caracteristica de frecvență, coeficientul de distorsiune armonică, raportul semnal /zgomot și puterea nominală. S-a constatat însă, prin intermediul unor teste perceptuale mai mult sau mai puțin sofisticate, că două amplificatoare cu parametrii de mai sus asemănători, au un răspuns diferit. Acest fapt nu trebuie să surprindă, deoarece, măsurarea parametrilor mai sus menționați se face prin aplicarea la intrarea amplificatorului a unui semnal sinusoidal. Această situație corespunde unui regim static de funcționare, care este departe de a fi asemănător regimului dinamic real, în care la intrarea amplificatorului se aplică semnale audio provenind de la surse sonore naturale (instrumente muzicale, aparatul verbo-vocal uman), semnale caracterizate printr-o complexitate deosebită. Reiese clar că evaluarea corectă și completă a unui amplificator de audiofrecvență presupune și verificarea comportamentului dinamic al acestuia, prin folosirea semnalelor complexe care să simuleze pe cele naturale. În acest fel vor fi puși în evidență și o serie de alți parametri, caracteristici pentru funcționarea amplificatorului. Acești parametri, care apar din ce în ce mai frecvent în materialele care însoțesc amplificatoarele de audiofrecvență sau schemele acestora, pot fi întâlniți sub denumirile DIM (Dynamic Intermodulation Distortion), SID (Slew Induced Distortion), TIM (Transient Intermodulation Distortion). La modul general, toate aceste distorsiuni apar într-un amplificator când i se aplică la intrare semnale cu variație foarte rapidă și importantă, în ceea ce privește amplitudinea, frecvența și forma de undă. În ultimul timp se impune și termenul SR (Slew Rate), termen împrumutat din terminologia consacrată parametrilor caracteristici amplificatoarelor operaționale și care definește viteza de urmărire, adică abilitatea amplificatorului de a urmări semnale cu creșteri mari și rapide.

Pentru o mai bună înțelegere a lucrurilor, să ascultăm prin intermediul unui sistem audio obișnuit, la puterea nominală, secvențe sonore formate din semnale suprapuse, provenite de la o tobă și un trianglu. În acest caz, se pot face două observații. În primul rând, este foarte posibil ca atacul tobei să fie însoțit de distorsiuni puternice, cu implicații perceptuale majore, concretizate printr-o denaturare a timbrului specific și prin apariția unor efecte dezagreabile la audiție. În al doilea rând, se va observa după fiecare atac al tobei, o redare incorectă a semnalului corespunzător triunghiului, manifestată prin mascarea, dispariția sau distorsionarea acestui semnal, ceea ce se traduce, din punct de vedere perceptual, printr-o lipsă de acuratețe, concretizată printr-o redare voalată, lipsită de transparență, sau o detimbrare a sunetului.

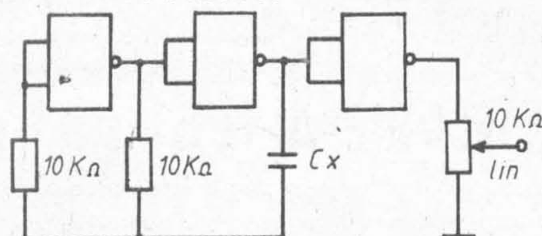
Toate aceste distorsiuni, care apar ca urmare a comportamentului inadecvat al amplificatorului în regim dinamic, sunt denumite generic, distorsiuni dinamice. Distorsiunile care apar ca rezultat al interacțiunii a două semnale cu frecvențe și amplitudini diferite, așa cum am arătat mai sus, se numesc distorsiuni de intermodulație tranzitorie. În treacăt fie spus, o altă sursă de distorsiuni tranzitorii este și difuzorul, dar asupra acestora utilizatorul nu poate interveni. Trebuie precizat aici, că aparatul auditiv uman este deosebit de sensibil la aceste tipuri de distorsiuni, putând percepe, în cazul profesioniștilor și la anumite structuri muzicale, coeficienți de distorsiune de 0,003% (!). Aceasta se poate explica și prin apariția în spectrul semnalului a unor frecvențe nearmonice, care afectează major spectrul inițial.

Dar să vedem cum se explică apariția distorsiunilor dinamice. Dacă se aplică la intrarea unui amplificator de audiofrecvență o tensiune de forma saltului unitate (care simulează atacurile existente în semnalele sonore naturale), la ieșirea acestuia se obțin diverse răspunsuri, în funcție de calitatea amplificatorului. În figura 1, se arată răspunsul a trei amplificatoare. Impulsul aplicat la intrarea amplificatoarelor este cel notat cu cifra 1, iar curbele 2, 3 și 4 corespund unor amplificatoare cu răspuns din ce în ce mai bun. Curba 2 reprezintă un proces de tranziție oscilatoriu, care apare într-un amplificator de audiofrecvență aflat la limita stabilității, susceptibil de a autooscila și care introduce distorsiuni dinamice mari. În această situație, semnalul de la intrare este puternic deformat în faza sa inițială, ceea ce duce la pierderea informației referitoare la atac, informație primordială în perceperea corectă a timbrului specific instrumentelor muzicale și vocilor umane. Amplificatorul al cărui răspuns se situează între curbele 3 și 4 poate fi considerat bun. Curba 4 se apropie de forma ideală a răspunsului, dar obținerea acesteia este dificilă, presupunând studii și experimente laborioase.

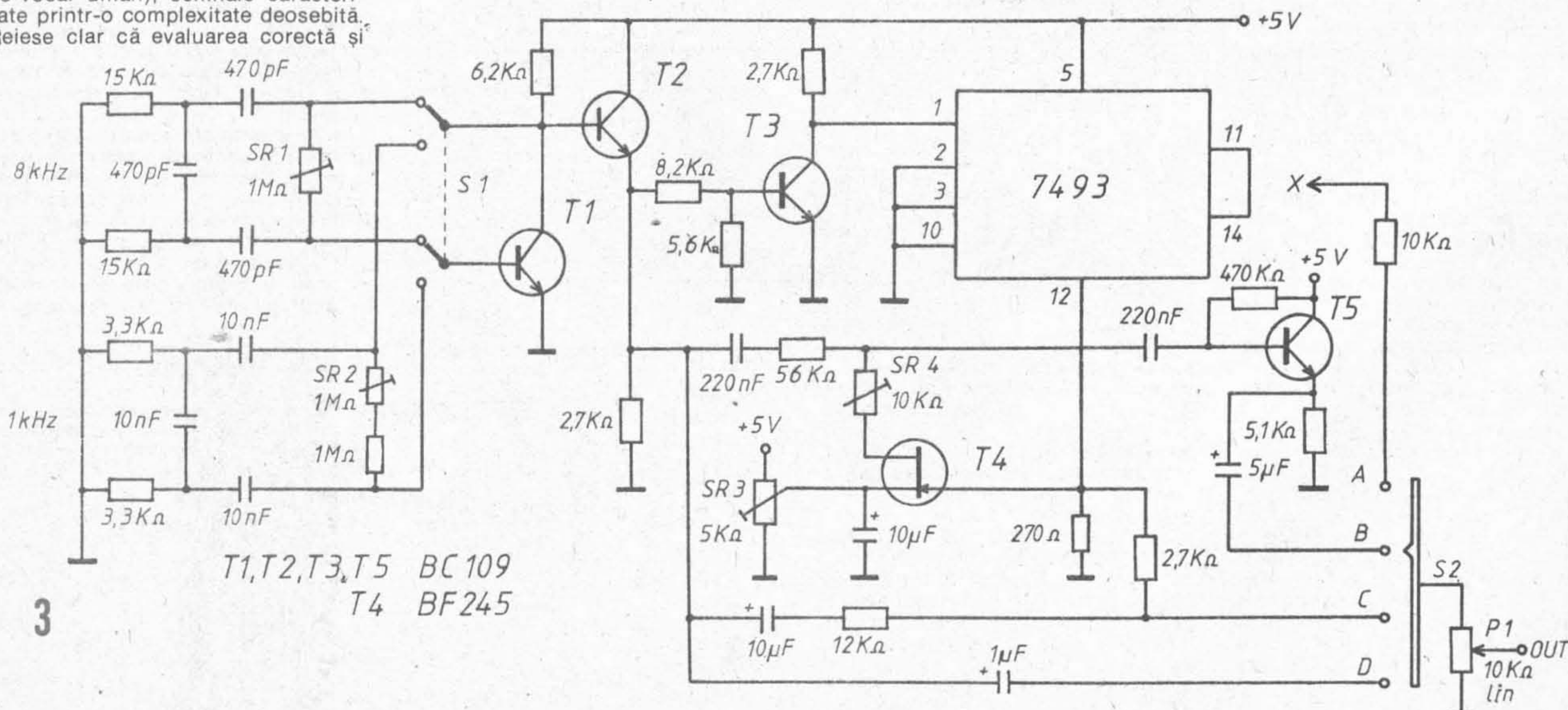
În ultimul timp au fost elaborate noi metode și aparate de măsurare, adecvate acestor parametri. Expunerea metodelor și aparatelor folosite pentru măsurarea valorilor absolute ale distorsiunilor dinamice depășește cadrul acestui material. Trebuie precizat însă, că toate tipurile de distorsiuni sunt interdependente, așa încât un coeficient redus al distorsiunilor armonice, presupune și un coeficient redus al distorsiunilor dinamice. Așa se explică și „febra" manifestată în obținerea unor coeficienți de distorsiune armonică cu mai multe zerouri după virgulă, deși știm cu toții că aparatul auditiv uman nu poate sesiza nici pe departe asemenea valori ale distorsiunilor armonice.

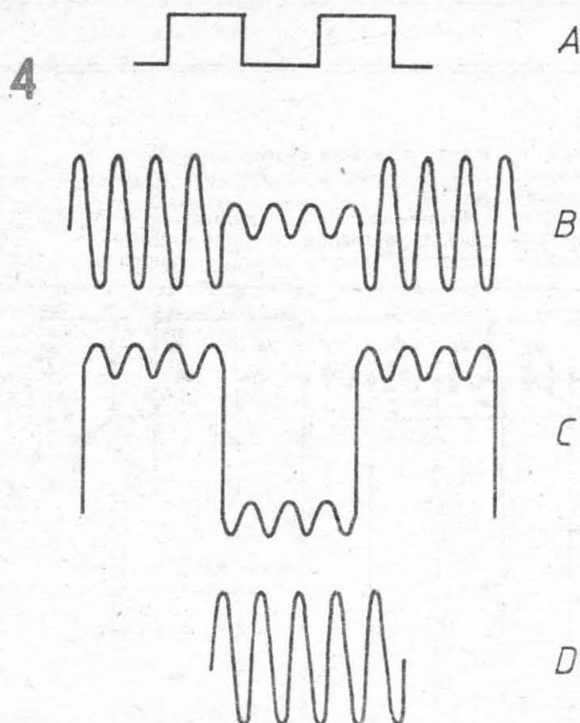
În încheierea acestei scurte introduceri, trebuie menționat că distorsiunile dinamice sunt specifice amplificatoarelor de putere realizate cu tranzistoare, de unde și numele de sunet „de tranzistor". La amplificatoarele de putere cu tuburi electronice, distorsiunile dinamice sunt mult mai reduse; așa se explică și revirimentul acestora (nostalgia, pe care o invocă unii, jucând un rol se-

2



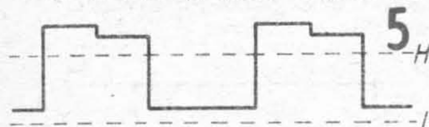
3





cundar în acest caz). Un motiv în plus pentru folosirea amplificatoarelor cu tuburi electronice, este acela că ele asigură o gamă dinamică foarte ridicată, absolut necesară pentru redarea corectă a înregistrărilor digitale de pe CD și DAT. O soluție modernă o constituie amplificatoarele realizate cu tranzistoare MOSFET/VMOS, al căror comportament este mai apropiat de cel al tuburilor electronice, decât de cel al tranzistoarelor bipolare.

Despre problemele referitoare la distorsiunile dinamice au mai fost prezentate materiale în paginile revistei noastre, pe care vă recomandăm să le revedeți. Menționăm însă, că nu a fost prezentat un generator



specializat pentru verificarea amplificatoarelor în regim dinamic. În cele ce urmează prezentăm un asemenea generator, care produce patru tipuri de semnal cu forme de undă diferită, prin intermediul cărora se pot face aprecieri importante asupra calității unui amplificator de audiofrecvență. De asemenea, vom face unele precizări de ordin practic, utile pentru obținerea unor rezultate cât mai bune în realizarea amplificatoarelor de audiofrecvență, sau pentru ameliorarea parametrilor la amplificatoarele existente.

Generatoare pentru verificarea amplificatoarelor HI—FI. Primul generator prezentat este foarte simplu, fiind realizat cu un singur circuit integrat CMOS și câteva componente pasive, conform schemei din figura 2. Generatorul permite obținerea unor impulsuri dreptunghiulare în domeniul de frecvență 20—20.000 Hz, impulsuri care pot fi utile pentru aprecierea funcționării amplificatoarelor, după cum se va vedea mai jos. Folosirea unui circuit integrat CMOS a fost preferată deoarece permite obținerea unor impulsuri dreptunghiulare perfecte în domeniul de audiofrecvență. În plus, datorită impedanțelor mari, specifice acestor circuite, condensatorul Cx din figura 2, are valori mici, cuprinse între 2,2 nF și 2,2 μF, pentru generarea impulsurilor cu frecvențe cuprinse în domeniul 20—20.000 Hz. Circuitul integrat CMOS folosit în schema din figura 2 este cel mai răspândit și cel mai ieftin din această categorie; ne referim la MMC 4011. Generatorul poate fi alimentat la orice tensiune cuprinsă între 5...15 V, și nu necesită reglaje. Este necesară numai introducerea în circuit a unui condensator Cx, a cărui valoare va fi adecvată frecvenței pe care dorim să o aibă impulsurile generate.

Cel de al doilea generator este special proiectat pentru aprecierea distorsiunilor de intermodulație tranzitorie. Aceste distorsiuni, asociate sunetului „de tranzistor", apar atunci când unui amplificator i se aplică la intrare un salt de tensiune, a cărei valoare se apropie de nivelul maxim; în acest moment, pentru o durată scurtă, amplificatorul nu mai reacționează la semnalele de intrare. După consumarea acestei scurte perioade de tranziție, amplificatorul își reia funcționarea normală. Gradul de distorsiune de intermodulație tranzitorie al unui amplificator, este cu atât mai mare cu cât este mai lungă durata fenomenelor tranzitorii care apar la aplicarea saltului de tensiune. Așa cum am arătat în introducere, situația este identică și în cazul semnalelor muzicale, aceste fenomene tranzitorii având ocurență relativ ridicată în semnalele sonore naturale. Orice atac puternic, de exemplu cel produs de tobă sau alte instrumente de percuție, blochează momentan amplificatorul, „sacrificând" instantaneu semnalele de frecvență înaltă provenite de la alte instrumente; după o durată foarte scurtă, semnalele reapar. Este evident că un asemenea mod de redare este supărător și trebuie evitat.

Pentru aprecierea distorsiunilor de intermodulație tranzitorie se folosesc semnale complexe. Cei mai mulți autori recomandă forma de undă din figura 4C.

Generatorul prezentat în figura 3 produce mai multe forme de undă, ilustrate în figura 4, fiind utile pentru verificarea amplificatorului în regim static și dinamic. Menționăm că generatorul prezentat este inspirat după o schemă apărută în revista AMATERSKE RADIO, căreia i-am adus completări, pentru a oferi mai multe posibilități. Din schema inițială am reținut ideea ingenioasă de a obține semnalul dreptunghiular prin divizarea semnalului sinusoidal, ceea ce are drept consecință o sincronizare perfectă între cele două semnale cu amplitudini și frecvențe diferite. În acest fel se asigură o stabilitate ridicată a imaginii afișată pe ecranul osciloscopului, facilitând observațiile vizuale.

Secțiunea de producere a semnalului sinusoidal este constituită din tranzistoarele T1, T2 și componentele asociate acestora. Generatorul propriu-zis este realizat cu tranzistorul T1 și rețeaua de defazare de tip trece-sus, inclusă în bucla de reacție. Frecvența de oscilație poate fi 1 kHz sau 8 kHz, în funcție de rețeaua de defazare introdusă în circuit prin intermediul comutatorului S1. Tranzistorul T2, în configurație de repetor pe emitor, are rol de etaj separator. Tranzistorul T3 este folosit ca formator, transformând semnalele sinusoidale din emitorul tranzistorului T2, în semnale dreptunghiulare. Aceste semnale dreptunghiulare, compatibile TTL se aplică la intrarea numărătorului binar de tip 7493 (CDB 493). La ieșirea divizoare cu 16 a acestui circuit integrat, se obțin impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 1:1 și frecvența de 500 Hz (când generatorul de semnal sinusoidal produce oscilații cu frecvența de 8 kHz).

Cele două semnale, cel sinusoidal din emitorul tranzistorului T2 și cel treptunghiular existent pe terminalul 12 al circuitului integrat 7493 se mixează în raport de cca. 1:4. Semnalul complex, cu forma de undă din figura 4C este disponibil pe poziția C a comutatorului S2, iar nivelul semnalului se adaptează la sensibilitatea de intrare a amplificatorului verificat, prin intermediul potențiometrului liniar P1. Ar putea surprinde rolul rezistorului de 270 ohmi conectat între terminalul 12 al circuitului integrat 7493 și masă. După cum se știe, la acest circuit integrat, ca de altfel la multe alte circuite integrate TTL folosite ca divizoare de frecvență, secvența HIGH este formată din două trepte cu niveluri diferite, așa cum se arată în figura 5. Aceasta nu are nici o importanță în aplicațiile tipice ale circuitelor integrate TTL, dar în aplicația de față ar influența negativ forma de undă a semnalului complex. De aceea, este necesară o egalizare a celor două niveluri, asigurându-se o tensiune de ieșire constantă pe toată durata corespunzătoare nivelului logic 1. Egalizarea se realizează simplu și sigur cu un singur rezistor conectat între ieșire și masă.

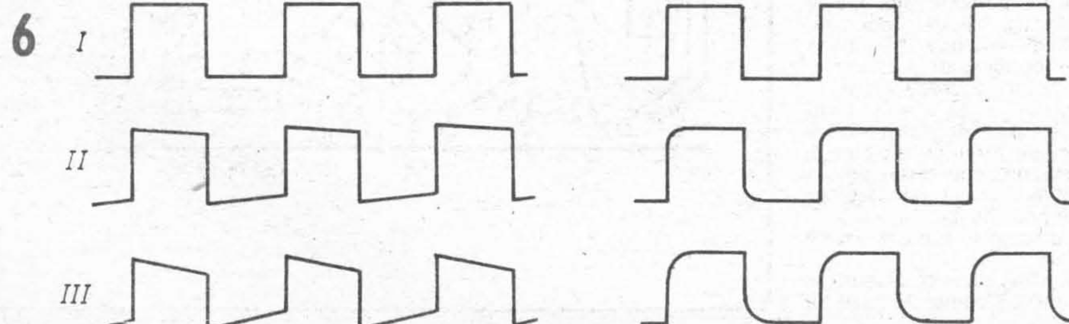
Pentru obținerea formei de undă din figura 4B, semnalul sinusoidal cu frecvența de 1 kHz se aplică unui divizor variabil, comandat electronic. Divizorul este format din rezistorul de 56 kiloohmi, pe de o parte, iar pe de altă parte din semireglabilul SR4 și rezistența joncțiunii drenă-sursă a tranzistorului T4 de tip JFET. Această joncțiune acționează ca un comutator controlat prin impulsurile dreptunghiulare prezente pe pinul 12 al circuitului integrat 7493. După cum se vede, tranzistorul T4 este polarizat prin intermediul semireglabilului SR3, care stabilește un regim de funcționare pentru care nu apar distorsiuni ale semnalului sinusoidal. În punctul B, corespunzător ieșirii etajului separator realizat cu tranzistorul T5, apare semnalul cu forma de undă din figura 4B, în care perioada de repetiție a trenurilor de undă cu frecvența de 1 kHz este de 8 milisecunde, iar raportul amplitudinilor se reglează prin intermediul semireglabilului SR4. Când SR4 este scurtcircuitat, raportul amplitudinilor este practic infinit, generatorul transformându-se într-un veritabil tone burst generator. Menționăm că pe pozițiile extreme ale comutatorului S2, sunt disponibile semnale sinusoidale (1 și 8 kHz) și dreptunghiulare (62,5; 125; 250; 500; 1000; 2000; 4000 Hz), utile pentru verificări ale comportamentului static și dinamic al amplificatoarelor de audiofrecvență. Pentru obținerea semnalelor dreptunghiulare, comutatorul S2 se află în poziția A, iar punctul X se conectează la unul dintre terminalele 8, 9, 11 sau 12 ale circuitului integrat 7493.

Reglajul acestui generator pentru verificarea distorsiunilor de intermodulație tranzitorie este foarte simplu și poate fi făcut de către orice amator, cu condiția să dispună de un singur aparat de control — osciloscopul. Înainte de începera reglajelor, se poziționează toate cursoarele semireglabilelor la jumătatea cursei.

Se cuplează osciloscopul pe emitorul tranzistorului T2 și se reglează semireglabilele SR1 și SR2, corespunzătoare celor două poziții ale comutatorului S1, până la obținerea unei sinusoide curate, nedistorsionate, cu amplitudinea de aproximativ 3 Vvv. Se cuplează osciloscopul pe colectorul tranzistorului T3 pentru a verifica formatorul. Pe ecranul osciloscopului trebuie să apară impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 1:1 și amplitudinea apropiată de valoarea tensiunii de alimentare. Următoarea etapă constă în verificarea formei de undă a impulsurilor de la ieșirea circuitului integrat 7493. Se cuplează osciloscopul pe terminalul 12, unde vor fi prezente impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de 500 Hz (când comutatorul S1 este în poziția 8 kHz), cu factor de umplere 1:1 și amplitudinea de cca. 3,3 V. Scopul principal al acestei verificări este acela de a depista eventualele denivelări (vezi figura 5). Dacă ele apar, se va acționa asupra valorii rezistorului conectat între terminalul 12 și masă. Se cuplează osciloscopul în punctul C și se verifică forma semnalului complex, care trebuie să corespundă formei din figura 4C. Pe imaginea de pe ecranul osciloscopului, fiecare palier al impulsurilor dreptunghiulare va fi format din opt sinusoide. Se trece comutatorul S1 în poziția corespunzătoare frecvenței de 1 kHz și se cuplează osciloscopul în punctul B. Se reglează SR3 până când semnalul sinusoidal este perfect, nedistorsionat, ceea ce corespunde și axării corecte a trenurilor de undă succesive, ca în figura 4B, fiecare tren de unde având opt sinusoide.

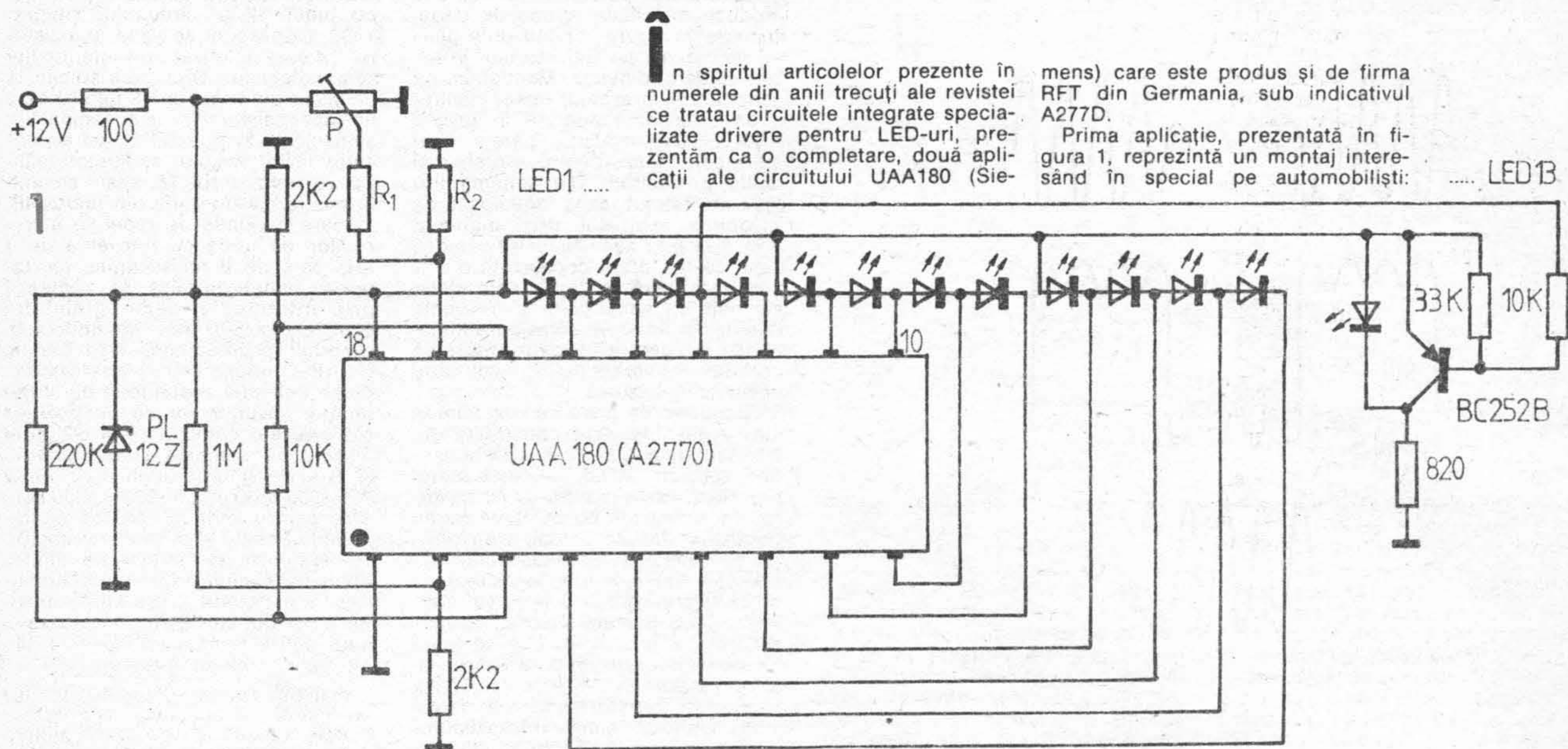
Schema se poate simplifica, prin excluderea rețelei de defazare corespunzătoare frecvenței de 1 kHz și a tranzistoarelor T4, T5 cu componentele aferente. În această situație generatorul produce formele de undă din figura 4A, C și D.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



În spiritul articolelor prezente în numerele din anii trecuţi ale revistei ce tratau circuitele integrate specializate drivere pentru LED-uri, prezentăm ca o completare, două aplicaţii ale circuitului UAA180 (Siemens) care este produs şi de firma RFT din Germania, sub indicativul A277D.

Prima aplicaţie, prezentată în figura 1, reprezintă un montaj interesând în special pe automobilişti:



ANTENA AUTO cu ridicare şi coborâre

IOAN POPOVICI, Cluj-Napoca

Folosirea aparatelor de radio în autoturisme se bucură de tot mai multe facilităţi. Una din acestea este antena auto cu ridicare şi coborâre automată.

La pornirea aparatului de radio, întrerupătorul de pornire comandă ridicarea antenei. Cât timp aparatul de radio este în funcţiune antena rămâne sus. La oprirea aparatului de radio antena coboară automat şi rămâne în acest loc până la o nouă pornire.

Sistemul de comandă cuprinde:

— Blocul temporizat cu 8 tranzistori;

— Motor de cc 12V, 05A, pentru antrenare;

— Sistem mecanic de antrenare al antenei.

Blocul temporizat: cuprinde 8 tranzistori din care 4 pentru comanda motorului. T5, T7 şi T6, T8 sunt perechi, ei fiind aleşi pentru a putea suporta curentul motorului de antrenare. Antrenarea sus este comandată de T5 şi T7. În cazul când acest lucru nu se realizează (la terminarea lucrării) se inversează bornele de legătură ale motorului. T6 şi T8 sunt pentru antrenarea în jos. Ambele mişcări ale antenei sunt temporizate. Timpul de mişcare sus sau jos este condiţionat de lungimea antenei şi numărul de rotaţii necesare pentru mişcarea în sus sau jos a antenei.

În comerţ există antene cu l=940 mm, din 8 sectoare. Deoarece ultimul sector, de Ø2, este foarte subţire, el se înlătură şi deci antena va avea 800 mm din care activ vom folosi 750 mm.

Această lungime se va folosi de constructor pentru temporizare, considerând necesară o rolă care să facă cca. 7 rotaţii, diametrul ei va rezulta din relaţia:

$$\frac{D_1 + D_2}{2} \cdot \pi \cdot 7 = 750 \text{ mm}$$

vom avea: D1 = 20; D2 = 52.

Am început cu acest calcul deoarece de la antenă trebuie dimensionate mărimile condensatorului C1 şi a rezistorului R2.

T = (3...5) R2 x C1

alegând R2 = 750Ω; C1 ≅ 220μF pt. T = 6—7 secunde.

În concluzie, blocul de temporizare pentru sus cu T1 şi pentru jos cu T2 trebuie să asigure ridicarea precisă a antenei în timpul de 6—7 secunde. Temporizarea va fi destul de precisă dacă V (tensiunea) de alimentare şi celelalte componente vor fi foarte precise. Cum însă acest lucru nu este realizabil, am prevăzut P1 şi P2 (10 kΩ) pentru reglajul temporizării. În plus, se va executa şi tamburul de antrenare a antenei cu alunecare, aşa cum este realizată antrenarea rolelor casetofoanelor.

Blocul de temporizare (fig.1) este alimentat de D2, diodă Zener de 6,2V. Această tensiune se aplică prin D3 şi condensator. Curentul prin condensator va creşte liniar, la început 0,5 mA iar la sfârşit, când C1 este încărcat, Ic=0. Acest curent de încărcare se produce un timp t, care este temporizarea la ridicare. În timpul de încărcare, T1 este deschis comandând prin R8 pe T4, care în emitorul şi colectorul său are bazele lui T5 şi T7.

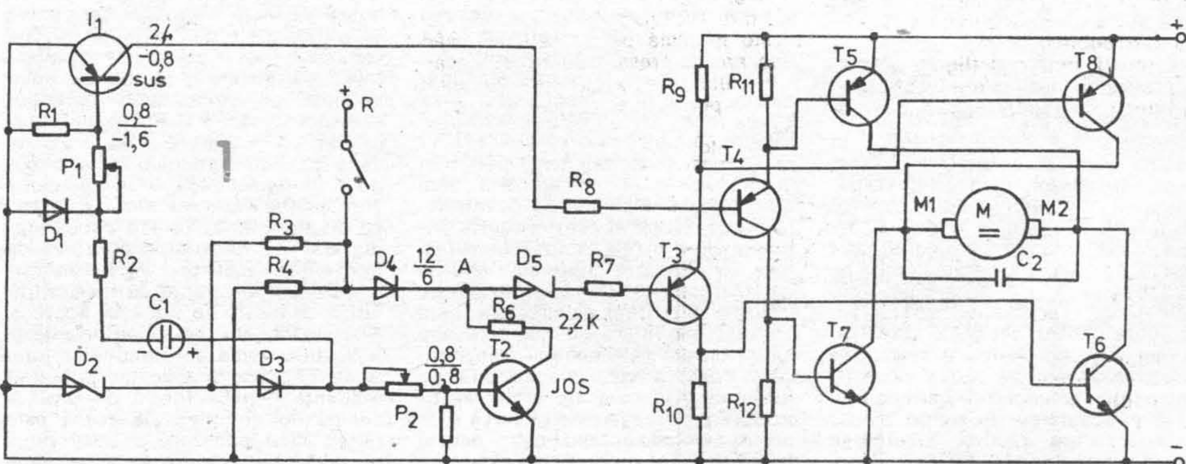
Deoarece D4 aduce plusul în punctul A, iar D3 comandă baza lui T2, T3 rămâne blocat. Când aparatul de radio este oprit plusul lui C1 se aplică acum bazei lui T2, deschizând tranzistorul.

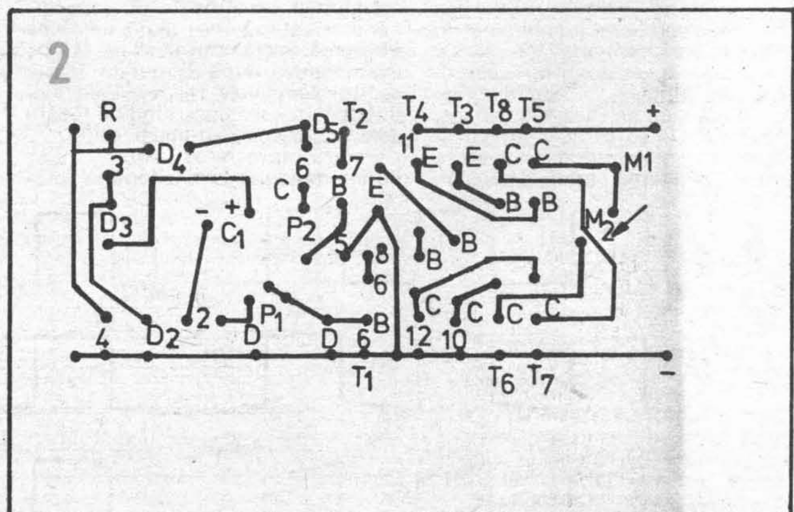
Timpul de descărcare este aproximativ acelaşi. Atâta timp cât T2 este deschis prin R6, D5 şi R7 se aplică minus lui T3. Motorul electric va primi prin T6 şi T8 tensiunea cu semn schimbat, coborând antena.

Pentru reglaje, iniţial, P1 şi P2 se vor regla la mijlocul cursei, urmând ca în timpul probelor să se ajusteze după necesităţi.

Realizarea practică

Motorul electric este de construcţie cu magnet permanent. El poate fi de orice tip, cu condiţia să fie adaptat la tensiunea de 12V. Acest caz este uşor de realizat; dacă avem un





este vorba de un indicator electronic pentru nivelul de carburant din rezervorul autovehiculului. Tranzistorul BC252B și LED-ul pe care-l comandă, formează un circuit de avertizare pentru o limită minimă (rezerva de benzină).

În funcție de valoarea traductorului rezistiv P, comandat de plutitor, se vor alege R1 și R2 pentru acoperirea completă a domeniului de lucru.

La execuție se va acorda o atenție deosebită rigidității construcției și unei execuții care să reziste la șocurile și vibrațiile produse de vehiculul pe care se montează.

În figura 2 este prezentat un indicator de nivel cu indicație logaritmică a scalei având pasul de 5 dB/LED. Tranzistorul BC252B împreună cu cele două diode cu siliciu și componentele aferente, formează un stabilizator de tensiune de 2 V ce servește ca tensiune de referință pentru CI — UAA180.

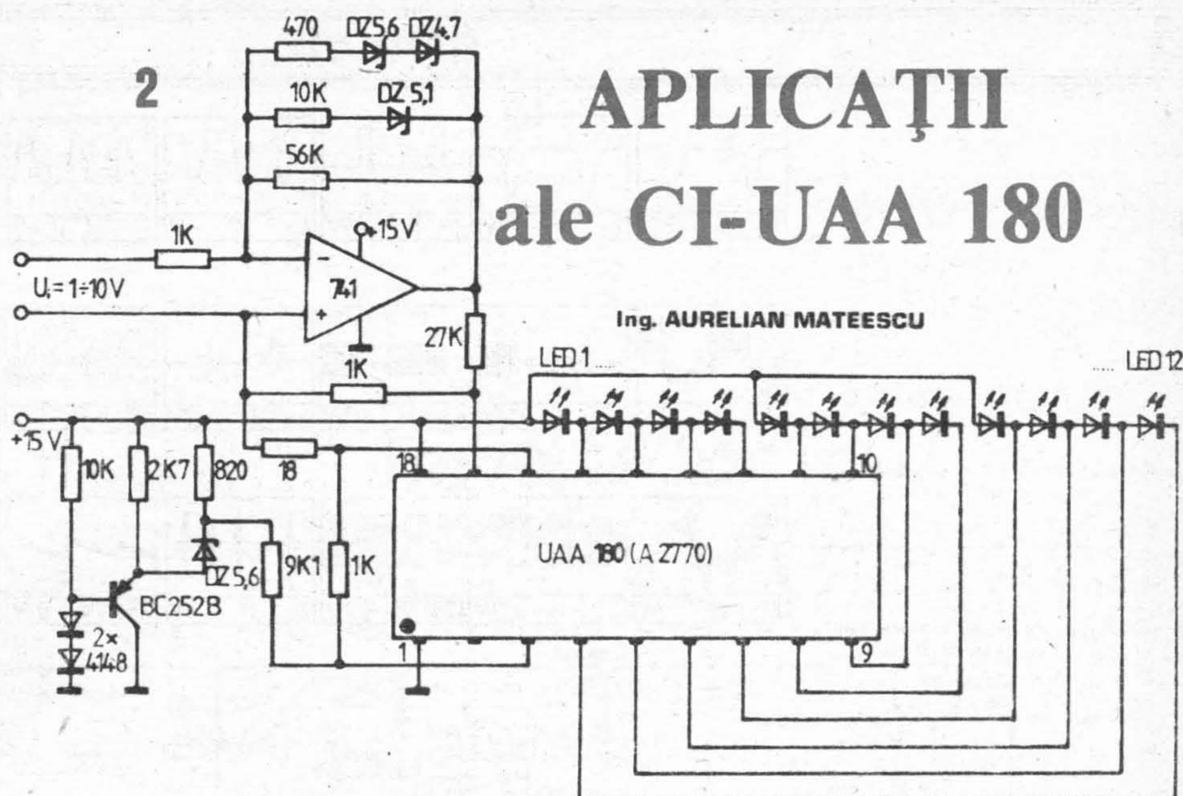
A0741 și elementele aferente asigură tensiunea de comandă pentru UAA180, respectându-se cerința de aprindere logaritmică a LED-urilor.

Bibliografie:

— Catalog SIEMENS 1978—1979
— Colecția RTE 1980—1987 R.P.B.
— Colecția Tehnium 1984—1989

APLICAȚII ale CI-UAA 180

Ing. AURELIAN MATEESCU



automată

motor de 4,5 V și 6 W se va proceda la rebobinarea lui calculând:

$$\frac{Un}{Um} = \frac{12}{4,5} = 2,66$$

Cu 2,66 se va mări numărul de spire existent într-o ancoșe și tot cu 2,66 se va micșora secțiunea cuprului din bobinaj.

Circuitul imprimat (fig.2) se realizează de dimensiunile indicate montându-se apoi într-o cutie de releu cu 5 terminale. La montarea pieselor se alimentează, fără motor, circuitul. Consumul este de cca. 100 mA. Se va mări temporizarea prin alimentarea punctului R cu tensiunea pozitivă. După 6—7 secunde de la pornire, T1 trebuie să se închidă. Dacă ținem în continuare alimentarea, nu se va întâmpla nimic. La întreruperea tensiunii în punctul R, automat T2 se va deschide rămânând în această stare 6—7 secunde.

Vom trece apoi la executarea construcției mecanice (fig. 3).

Antrenarea antenei se face cu un fir de PVC Ø 2, din cel folosit la croșetat. Lungimea lui va fi 750÷120 mm. Acest plus este necesar în suportul antenei și pentru fixat în rolă. Capătul de sus se fixează rigid de ultimul element al antenei.

Roata melcată este de Ø 8 mm, cu pas 2,2 modul 0,7, iar roata antrenantă are Ø 47 mm cu 67 dinți tot modul 0,7. Rola de înfășurare a firului are D1= 20, iar D2=56. Canalul pentru fir PVC este de 2,5 mm. Rola este montată pe ax de Ø 5, având un arc de presare pentru alunecare. Presiunea trebuie să fie suficient de mare pentru a putea antrena antena în SUS sau JOS. În cazul când există o rezervă (temporizare mai mare sau mai mică) partea elastică va permite alunecarea.

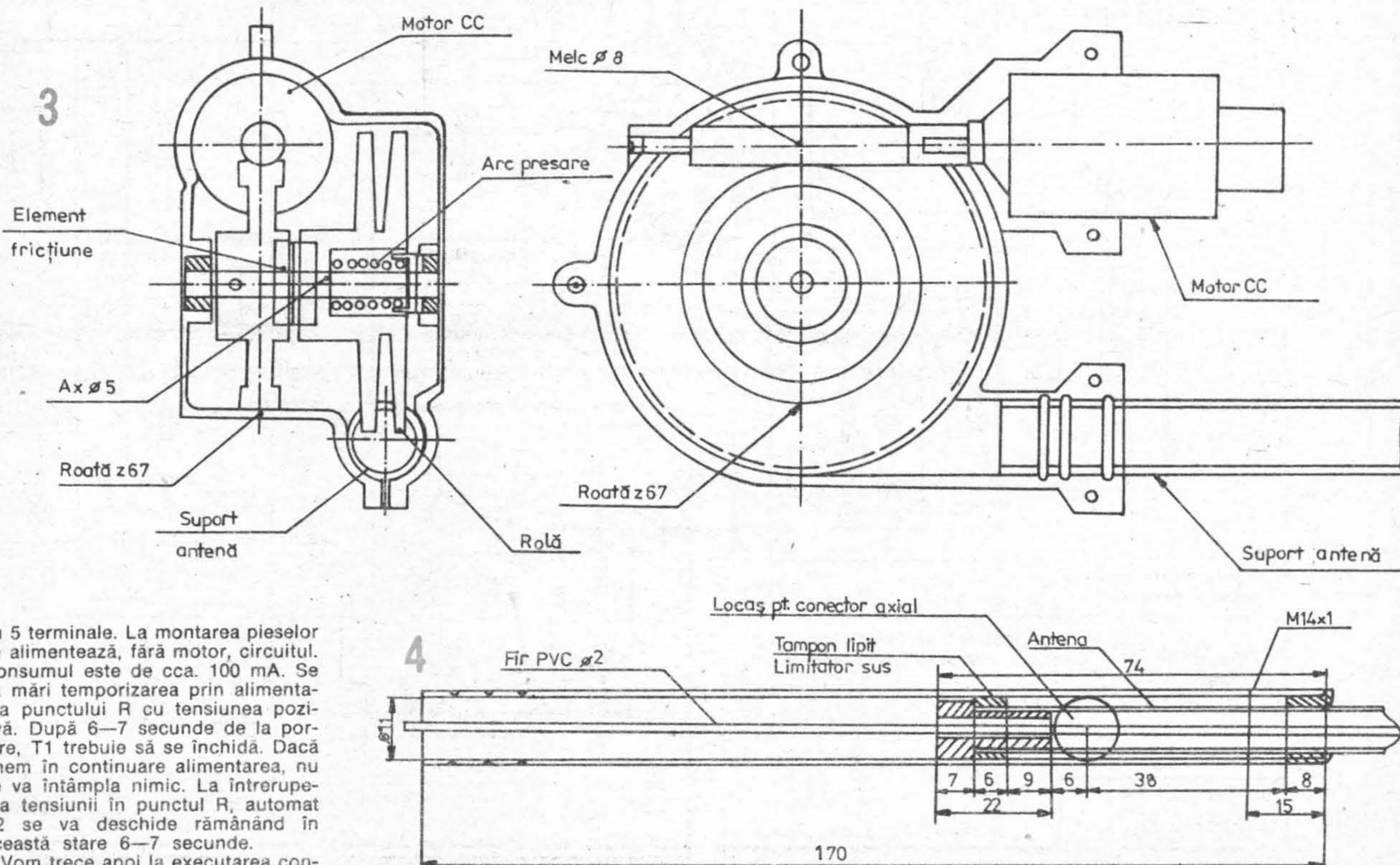
La punerea în funcțiune se vor evita comenzi pornire-oprire scurte, sub 6—7 secunde. Aceasta deoarece condensatorul nu se încarcă suficient, iar cursa înapoi este incompletă.

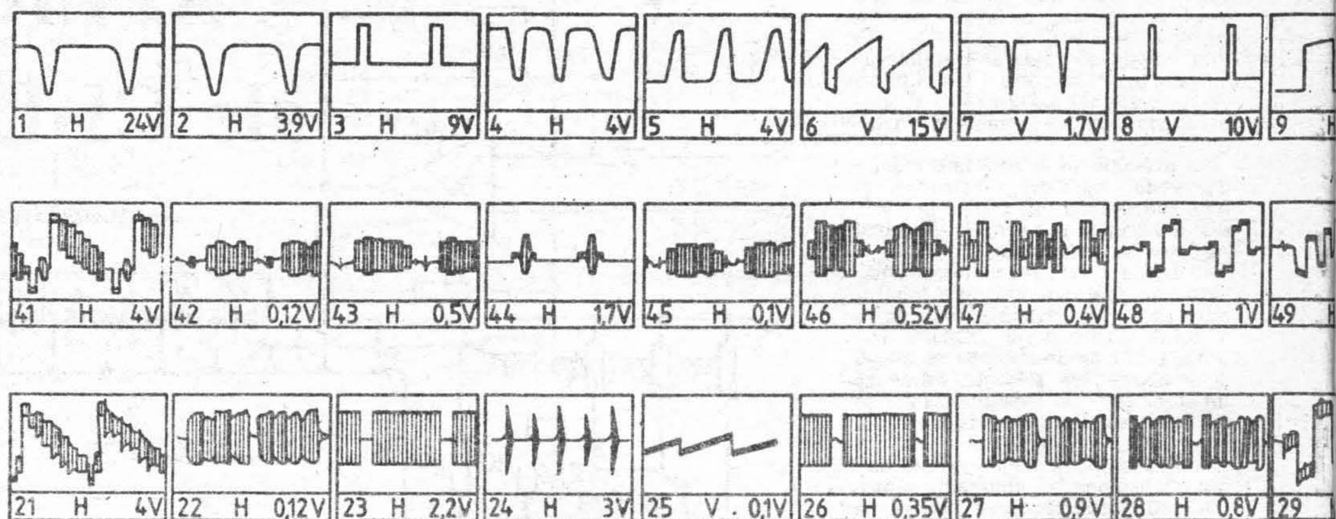
Antena automată va da deplină satisfacție în exploatare, dacă realizarea ei se face îngrijit.

Valorile componentelor din figura 1 sunt:

T_1, T_2, = BC107; T_3, T_4 = BC178; T_5, T_8 = BD138; T_6, T_7 = BD137, P_1, P_2 = 10 kΩ; D_1 = 1N4148; D_2 = DZ6V2; D_3, D_4 = 1N4003; D_5 = DZ5V1; C_1 = 220 μF/10 V; C_2 = 33 nF/60 V; R_1 = 16 kΩ/0,25 W; R_2 = 750Ω/0,5 W; R_3 = 450 Ω/0,5 W; R_4 = 750Ω/0,5W; R_5 = 16 kΩ/0,25W; R_6 = 2,2 kΩ/0,5 W; R_7 = 55 kΩ/0,25W; R_8 = 55 kΩ/0,25 W; R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12} = 450 Ω/0,5 W.

În figura 4 este reprezentat suportul antenei, realizat din textolit.





REJECȚIE PURTĂTOARE DE CROMINANȚĂ

Culoare 0,7V
Alb-Negru 0,3V

-HK
-VK

Tensiunea de alimentare

Is=187mA
Ip=228mA

R 03 12 KΩ
C 08 100nF
R 04 3,9 KΩ
D 02 SAY 20
R 05 680Ω
R 01 1KΩ
C 01 22 pF
C 06 330 pF
C 07 1nF
Filtru Clopot
L 21
4,286 MHz

C 65 2,2nF
R 67 12KΩ
C 68 22pF
R 68 2,7KΩ
R 72 2,2KΩ
C 03 22μF 16V
R 71 15KΩ
C 66 0,22μF
R 66 3,9KΩ
R 65 1,2KΩ
T 07
T 08
R 70 8,2KΩ
C 67 47nF
R 69 6,8KΩ
2×SC236

Simetrie semnal PAL

R 12 820Ω
R 13 220Ω
R 14 18KΩ
C 18 10μF/25V
R 11 18KΩ
R 10 820Ω
C 19 10μF/25V
R 09 1,5KΩ

M1

Amplificator de semnal croma
CI 01
MCA 640
Suprimare salve sincro PAL
Extragerea salvelor sincro PAL
Extragerea semnale indentific. SECAM
Reglarea amplificării semnalului croma PAL
Bistabil
Comutator mod de lucru sistem PAL / SECAM
Identificare. Blocarea automată a culorii

SC 236
C 17 10μF/25V
R 18 22Ω
12V
T15
C 70 2,2μF 25V
R 86 10KΩ
R 85 1,5KΩ
C 12 33nF

R 21 33KΩ
C 23 47nF

Faza-Ajustarea fină a timpului de întîrziere

L 22
L 23
C 22 100 pF
R 25 390Ω
R 15 390Ω
C 20 4,7nF
C 21
R 16 1KΩ
C 21 4,7nF
LI 01 CV 20C
C 25 4,7nF
M 7
C 26; 4,7nF
R 17 470Ω
Amplitudine semnal direct
M 2
3,9MHz
L 26
Semnale identificare SECAM
R 26; 2,7KΩ
C 27 22nF

Matrice PAL
Limitator SECAM
Comutator PAL
Comutator SECAM
Comutator mod de lucru PAL / sistem SECAM
CI 02
MCA 650

Roșu (SECAM)
4,406 MHz
Punct de nul
Amplitu...
R 23 2,7KΩ
C 36 330 pF
L 25
C 33 22pF
C 32 47nF
C 39; 0,22...
(R-Y) Demodulator
(B-Y) Demodulator
C 4...
68p...

C 13 22μF/16V
D14 SAY20
R 22 56Ω
M3
Culoare 5V
A/N 0,2V
C 16 1nF
R 20 470Ω
4,43MHz
C 14 1nF
L 27
C 15 82pF
Faza generală PAL

R 28 220KΩ
C 30 4,7nF
C 31 22pF
C 38 0,22nF
R 30 4,7K...
C 29 100nF
R 24 27KΩ
C 34 330pF
L 24

C 10 4,7μF/40V
C 09 4,7μF/40V

Reglaj de nul comutator sistem

R 76 820Ω
R 77 470Ω
R 78 2,2 KΩ
R 79 820Ω
CI 05
B342d
R 75 6,8K
R 80 6,8K
12V

Tensiunea pentru comutarea sistemului:
Us>11V (P)
Us<1V (S)

R 84 330KΩ
M 9
R 73 2,7KΩ
11,2 V (P)
0,3 V (S)
R 83 1,8KΩ
KD 521g
D 13
R 74 47KΩ
R 82 820Ω
R 81 15Ω
M 8
M 10
12V
T 13
KT 3107G
(SC308D)
T 14
KT 3107G
(SC308C)

Saturație PAL
C 28 10μF/25V
R 27 22Ω
RAASC PAL
C 73 100nF
R 89 10Ω
R 88 47KΩ
C 74 10μF/25V
R 87 27 KΩ
R 90 27KΩ
R 91 4,7KΩ
C 72 4,7μF
C 76 0,1 μF
C 75 0,1μF
R 95 1KΩ
R 94 1,2KΩ
6V
R 92 11KΩ
R 96 11KΩ
C 78 0,22 μF
R 93 220Ω
C 80 47μF 16V
C 79 0,22μF
M5
M6

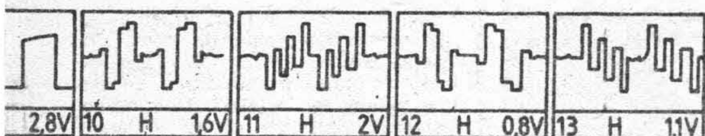
Tensiunile de reglaj:
Fără semnal 4V
P: 2,5...1V
S: 0V
M4

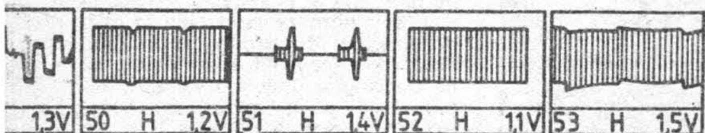
40V
RAASC + Identificare
H/2 Demodulator
Comparator de fază burst (salve)
CI04
MBA 540
Oscilator pt purtătoarea de crominanță (4,43MHz)
Etaj de reactanță
PAL

C 89 27pF
Q 01
Q 42/E1588
C 88 82pF
C 87 22pF
C 86 D 10pF/60pF
C 85 18pF

- Fiecărui număr de ordine i se adaugă ca prefix numărul 34
- Tensiunile continue sînt măsurate cu reglajele de saturație și contrast la maxim cu un instrument cu Ri≥20KΩ V
- Oscilogramele sînt valabile pentru un semnal bare color saturate 75%

Decoder SECAM-PAL	34
1202.05-30.00	



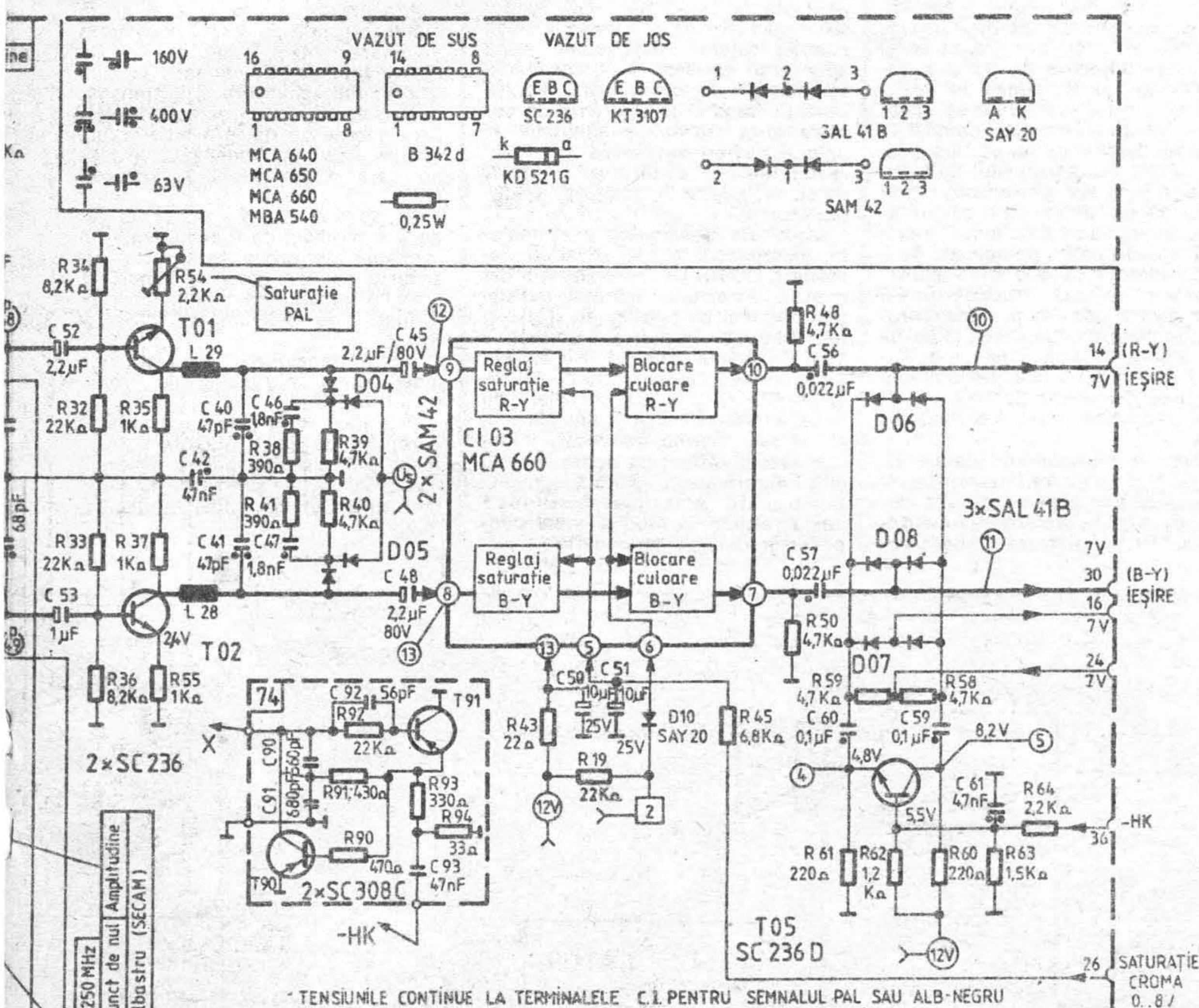


SCHEMA ELECTRICA A TV TELECOLOR 3007

1,5V 30 H 2V

SCHEMA DECODER AX 1319

27.11.1984



TENSIUNILE CONTINUE LA TERMINALELE C.I. PENTRU SEMNALUL PAL SAU ALB-NEGRU
TENSIUNILE PENTRU SECAM ÎN PARANTEZE (ÎN VOLŢI)

	CI 01	CI 02	CI 03	CI 04	CI 05	
Terminal	MCA 640	MCA 650	MCA 660	MCA 540	B 342 d	
1	8,7	3,35		6,5	5,9 (8,7)	
2	0	0		9	5,3 (4,8)	
3	2,7	3,35		11,5	6,0 (5,5)	
4	11,5 (0,1)	3,3 (0,1)		3,2		
5	2,7	3 (4,1)	4,6	0,4	6,0 (4,2)	
6	1,4	4,1 (3)	5,4 culoare 0,7 V A/N	3,2	5,3 (5,2)	
7	0,5	4,1 (3)	6,1		5,9 (8,2)	
8	≈ culoare 0,2 A/N	3 (4,1)	1,6	5,5	11,7 (11,5)	
9	6	6,15	1,6	4 fără semnal 1,5 reglat	5,9 (8,2)	
10	6 (5,8)	9	6,1	8,55	5,9 (8,7)	
11	0	7,25		3,5		
12	3	10		8,4	5,9 (8,2)	
13	8,7	9,8	11,8	6,1	5,9 (8,7)	
14	11,7	11,5		6,1	11,7 (11,5)	
15	8,7	9,8		3,8		
16	3,5 fără semnal 1,0 reglat	0,1		0		

...ecvenţa purtătoarei de crominanţă PAL

SISTEME DE TELEVIZIUNE ÎN CULORI

Ing. ȘERBAN NAICU

În mod teoretic, sistemele de televiziune în culori pot fi de tip simultan (semnalele electrice corespunzătoare celor trei culori primare, fiind transmise în același timp la trei cinescoape, cele trei imagini primare astfel obținute fiind suprapuse printr-un procedeu optic pe un ecran comun) sau secvențial (semnalele electrice corespunzătoare celor trei culori fiind transmise unui singur cinescop în mod succesiv, formându-se senzația de culoare datorită persistenței ochiului omenesc), după modul cum se reface informația de culoare. Dar nici unul dintre acestea nu poate fi utilizat ca atare în practică, deoarece nici unul nu produce un semnal „compatibil". Prin aceasta se înțelege ca semnalul transmis să permită obținerea unei imagini alb-negru, când este recepționat de un receptor monocrom (alb-negru) și lățimea de bandă a acestui semnal să poată fi transmisă pe un canal de transmisie similar cu cel de la televiziunea alb-negru.

Primul sistem de televiziune în culori compatibil este sistemul NTSC, pus la punct de către Comitetul Național al Sistemelor de Televiziune din S.U.A. (National Television Sistem Comitte) la începutul anului 1950 și adaptat ca standard pentru utilizare în S.U.A. la sfârșitul anului 1953. Ulterior Canada și Japonia au adoptat sistemul. Acest sistem poate fi considerat părintele celorlalte sisteme de T.V. color.

Sistemul NTSC, compatibil cu norma de T.V. alb-negru FCC, prezintă următoarele caracteristici:

— lărgimea canalului de transmisie de 6 MHz, cu un ecart între purtătoarea de imagine și cea de sunet de 4,5 MHz;

— modulație negativă, în aplitudine a purtătoarei de sunet;

— frecvența liniilor: 15 750 Hz;

— numărul de linii pe imagine: 525.

După cum s-a arătat anterior semnalele primare de culoare (după corecția gama) E_R, E_G, E_B formează semnalul de luminanță E_Y și semnalele diferență de culoare E_R—E_Y și E_B—E_Y. Întrucât semnalul de luminanță E_Y ocupă întreaga lățime de bandă video disponibilă (necesară pentru un receptor alb-negru), singura soluție pentru a transmite și semnalele diferență de culoare, rămânând în limitele benzii de videofrecvență, este suprapunerea spectrelor acestor semnale. Semnalele diferență de culoare nu pot fi suprapuse direct peste semnalul de luminanță, ci ele vor fi transpuse prin modulație de amplitudine cu purtătoarea suprimată, adică modularea a două subpurtătoare de aceeași frecvență, aflate însă sub cvadratură.

Sistemul NTSC prezintă unele neajunsuri în ceea ce privește reproducerea culorilor. De aceea inițialele care dau numele sistemului s-au înlocuit în glumă cu cele provenite de la „Never Twice the Same Colour", adică „niciodată de două ori aceeași culoare".

Eforturile cercetătorilor s-au îndreptat în continuare, înspre dezvoltarea unor alte sisteme de T.V. color, care să înlăture aceste inconveniente, dar să păstreze compatibilitatea și recompatibilitatea sistemului.

Sistemul SECAM a fost proiectat în Franța, de către Henri de France, care și-a publicat propunerile în anul 1958, patentul asupra invenției fiind obținut la 25 mai 1956. Scopul sistemului era de a elimina variația nuanței culorii redate atunci când apar erori de fază în transmiterea semnalelor de crominanță. Pentru aceasta, semnalele diferență de culoare sunt transmise alternativ în timpul liniilor succesive, în locul modulației în cvadratură folosindu-se modulația în frecvență a subpurtătoarei.

Modul de transmitere a semnalelor de crominanță, secvențial cu memorie (SEQuential A Memoire) a dat numele sistemului, adoptat ca sistem național de televiziune și dat în exploatare în Franța la 1 octombrie 1967. Sistemul este utilizat în țări care au adoptată norma de televiziune OIRT (țările fost socialiste, cu excepția României și a Iugoslaviei), CCIR sau „norma franceză". Inițialele acestui sistem au primit și ele o altă interpretare: „Sistem Essentially Contrar to American Methods", adică „sistem în mod esențial contrar metodelor americane".

Sistemul PAL a fost proiectat și realizat în Germania de către dr. Walter Bruch, de la A.G. Telefunken, ale cărui prime propuneri au fost publicate în 1963. Denumirea sistemului provine de la inițialele cuvintelor „Phase Alternation Line" ceea ce înseamnă „alternarea fazei pe linii". Ca și la sistemul NTSC, la PAL se utilizează modulația în cvadratură cu purtătoare suprimată, ceea ce a făcut ca acest sistem să fie considerat uneori o variantă îmbunătățită a sistemului american. Acest sistem este utilizat atât în țări care utilizează norma CCIR, cât și în țări care utilizează norma FCC sau norma OIRT. Inițialele acestui sistem au mai fost interpretate în glumă, ca provenind de la „Peace At Last", „pace, în sfârșit" sau din cauza costului relativ mare a receptoarelor T.V. din acest sistem „Pay After Luxe" adică „luxul se plătește".

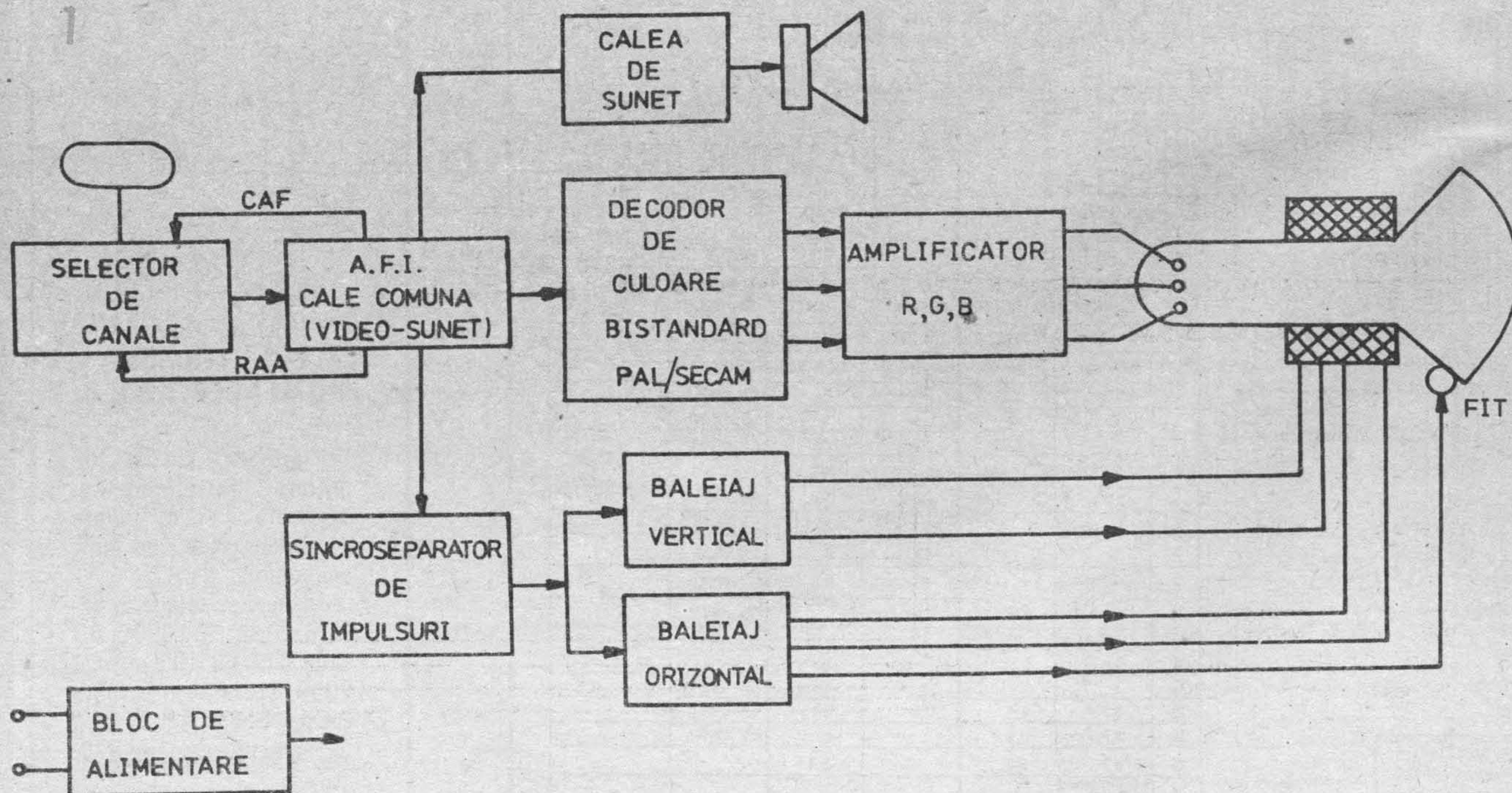
Principalele modificări ale sistemului PAL față de NTSC constau în inversarea fazei componentei de crominanță E_R—E_Y de la o linie la alta a unui semicadru și în transmiterea salvelor cu un defazaj de 45°, care alternează de la o linie la alta (în urmă sau în avans) față de faza pe care o are salva în sistemul NTSC.

Se observă că, din punct de vedere al modului de transmitere a informației de crominanță, cele trei sisteme de T.V. color se împart în:

— cu transmitere simultanță a informației de crominanță (NTSC și PAL);

— cu transmitere esențială (cu memorie) a informației de crominanță (SECAM).

Referindu-se la cele două sisteme europene de TVC, SECAM și PAL, (care este sistemul nostru național) observăm că ele preiau de la sistemul american două idei fundamentale:



— pentru asigurarea compatibilității și recompatibilității (compatibilitate inversă, adică cu un receptor AN să se poată recepționa programele emise color, evident în alb-negru) se va transmite o combinație a culorilor primare formând semnalul de luminanță (E_Y) și două semnale diferență de culoare (E_R—E_Y și E_B—E_Y).

— semnalele de crominanță se transmit modulând o subpurtătoare aflată în banda video.

În cazul SECAM, în banda video se introduc două subpurtătoare de crominanță (de frecvențe 4,40625 MHz și 4,250 MHz). Fiecare dintre ele fiind modulate în frecvență de un semnal proporțional cu semnalul diferență de culoare. Subpurtătoarele sunt emise alternativ (linie după linie). Identificarea subpurtătoarei se face printr-o etichetă plasată atât pe porțiunea posterioară a impulsurilor de sincronizare linii cât și în timpul impulsului de sincronizare cadre. Eticheta respectivă constă într-un semnal cu prima frecvență, dacă s-a transmis E_R—E_Y sau cea de-a doua frecvență, dacă s-a transmis E_B—E_Y.

La sistemul PAL se folosește o singură frecvență subpurtătoare de crominanță, cu frecvența de 4,43 MHz, dar se utilizează o tehnică de modulare mai complicată. Un semnal proporțional cu E_B—E_Y modulează subpurtătoarea în amplitudine, iar un al doilea, proporțional cu E_R—E_Y modulează în amplitudine subpurtătoarea defazată. Se emite suma celor două semnale (modulație în amplitudine) cu purtătoarea suprimată. Defazajul subpurtătoarei este alternativ, +90° sau -90°, linie după linie. Astfel suma semnalelor transmise pe două linii consecutive este proporțională cu semnalul E_B—E_Y, iar diferența cu E_R—E_Y.

Eticheta mai poartă denumirea de burst.

La ambele sisteme europene, la recepție, informația de culoare se reconstituie din două linii succesive. Pentru aceasta semnalul de crominanță se aplică demodulatorului pe două căi: una directă și una întârziată cu 64μs (perioada liniilor: 1/15625 Hz). În acest fel, demodulatorul va primi la intrare, în permanență, informația transmisă prin linia curentă și cea de pe linia anterioară, putând astfel constitui semnalele de crominanță.

Dacă încercăm o comparație între cele trei mari sisteme moderne de TVC care utilizează standardul cu 625 de linii și frecvența semicadrelor 50 Hz putem afirma:

— în ceea ce privește compatibilitatea, sistemul NTSC este mai compatibil ca celelalte două, între care există diferențe minore din acest punct de vedere;

— calitatea fundamentală a imaginii color este ceva mai bună la NTSC și PAL față de SECAM, în ceea ce privește unele efecte nedorite care apar la tranzițiile orizontale dintre suprafețe de culori diferite;

— sistemul SECAM este considerat cu toleranțele cele mai mari pentru erorile de fază, urmat de PAL și NTSC;

Referindu-ne la sistemele europene, care se pot recepționa la noi în țară, trebuie spus că pentru recepționarea programelor TVC în SECAM este necesar un nivel ridicat al semnalului recepționat pentru a nu se produce alterarea imaginii datorate zgomotului (vizibilă pe ecran sub forma unor „peștișori de argint") care constă în prezența unor dungi orizontale aleatoare de un alb-strălucitor. În același timp, recepția PAL la semnale slabe este net superioară, zgomotul în acest caz fiind asemănător cu cel de la recepția alb-negru, adică „purici".

Astfel, sensibilitatea măsurată de decodare a culorilor, care reprezintă nivelul minim al semnalului de intrare în T.V. (la receptoarele din familia TELECOLOR) pentru care apar pe ecran culori corecte și stabile este mai bună de 70μV în FIF și 110μV în UIF la sistemul PAL și în SECAM mai bună de 150 μV în FIF și 250μV în UIF.

În figura 1 se prezintă schema bloc simplificată a unui receptor TVC PAL/SECAM.

Modulul decodor de culoare primește de la ieșirea modulului AFI-cale comună (video-sunet) semnalul de luminanță E_Y și subpurtătoarele (sau subpurtătoarea) de crominanță. El obține cele două semnale diferență de culoare E_R—E_Y și E_B—E_Y prin separarea și demodularea subpurtătoarelor (sau subpurtătoarei) de crominanță. După aceea, prin matricierea semnalelor diferență de culoare cu semnalul de luminanță, generează semnalele E_R, E_G, E_B. Pentru a reface corect aceste semnale, decodorul trebuie să identifice natura informației transmise pe fiecare linie, adică frecvența subpurtătoarei în sistemul SECAM și defazajul ei în sistemul PAL.

O schemă de TVC, utilizând pentru realizarea decodorului de culoare circuite integrate din primele generații (TBA 500 și TCA 600), este prezentată în figura 2.

Elementul distinct față de receptorul alb-negru îl constituie modulul decodor de culoare bistandard (PAL/SECAM) realizat cu un amplificator de crominanță (TCA 640), un demodulator de crominanță (TCA 650) și un oscilator de referință, numai în PAL (TBA 540) precum și modulul amplificator de luminanță (TCA 660) și modulul RGB (TBA 530 și 6 tranzistoare BF 458, câte două pe fiecare culoare).

Semnalul de crominanță este extras din semnalul video complex cu ajutorul unui filtru trece-bandă. Cu ajutorul circuitului integrat TCA 640, se aduce semnalul de crominanță la o amplitudine constantă, se taie semnalul de crominanță pe durata întoarcerii spotului, se extrage semnalul burst din semnalul de crominanță, se identifică liniile cu ajutorul detectorului de burst și al celui de identificare și se marchează și se generează un semnal pentru blocarea automată a culorii (BAC), în unele situații.

TCA 640 se utilizează în SECAM cât și în PAL, fiind prevăzut un etaj selector de sistem.

În SECAM, amplificatorul de crominanță (TCA 640) lucrează ca amplificator limitator. Semnalul de crominanță este adus la două ieșiri, la una dintre ele cuplându-se linia de întârziere.

Demodulatorul de crominanță TCA 650 are rolul de a separa și extrage semnalele diferență de culoare E_R—E_Y și E_B—E_Y prin demodularea subpurtătoarelor (sau subpurtătoarei) de crominanță. Deoarece cele două sisteme (SECAM și PAL) folosesc principii de modulare diferite, pentru demodulare se utilizează circuite complexe, comandate de un comutator.

Se știe că imaginea color are ca principali parametri: strălucirea, contrastul (ca la alb-negru) și saturația. Saturația reprezintă ponderea fiecărei culori la o luminanță (Y) constantă.

Circuitul integrat TCA 660 (amplificator de luminanță) asigură reglarea contrastului (prin modificarea concomitentă a amplitudinii celor trei semnale E_Y, E_R—E_Y și E_B—E_Y), reglarea strălucirii (acționând asupra lui E_Y) precum și reglarea saturației culorii (prin modificarea concomitentă a semnalelor diferență de culoare E_R—E_Y și E_B—E_Y).

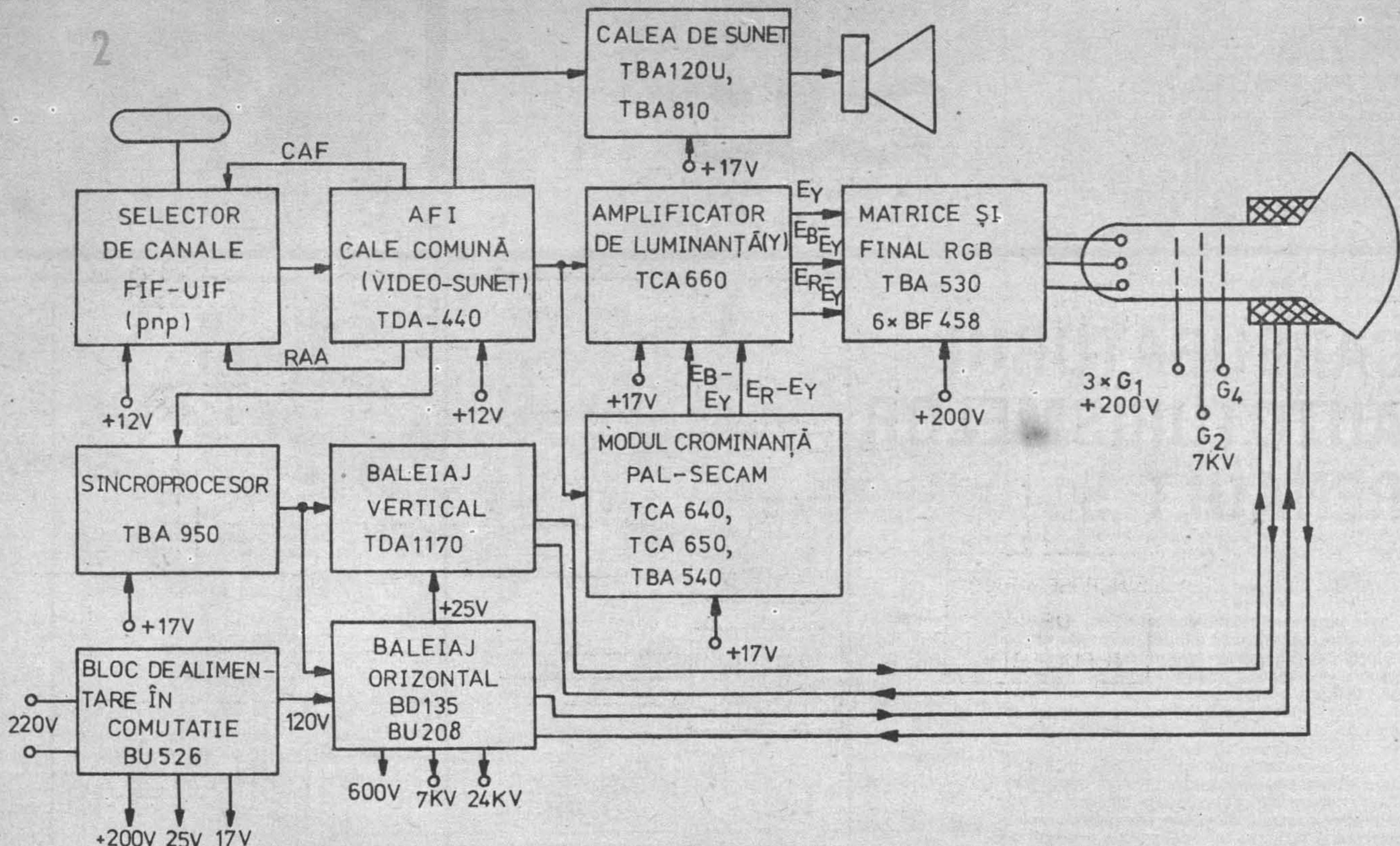
De asemenea TCA 660 asigură obținerea celui de-al treilea semnal diferență de culoare (E_G—E_Y) precum și tăierea semnalului de luminanță în timpul întoarcerii spotului, pe linii și cadre.

Semnalul E_G—E_Y se obține prin sumare ponderată (matricială): E_G—E_Y = -0,51 (E_R—E_Y) — 0,19 (E_B—E_Y).

Înainte de a fi furnizat la ieșire, acest semnal este inversat pentru a fi în fază cu celelalte două semnale diferență de culoare.

Semnalul de luminanță (E_Y) și semnale diferență de culoare (E_R—E_Y și E_B—E_Y) sunt prelucrate în matricea R, G, B realizată cu circuitul TCA 530, care furnizează semnalele E_R, E_G și E_B.

Aceste semnale, amplificate în amplificatoarele finale video, comandă catozii tubului cinescop tricrom.



SIMBOLURI GRAFICE

Ing. ȘERBAN NAICU

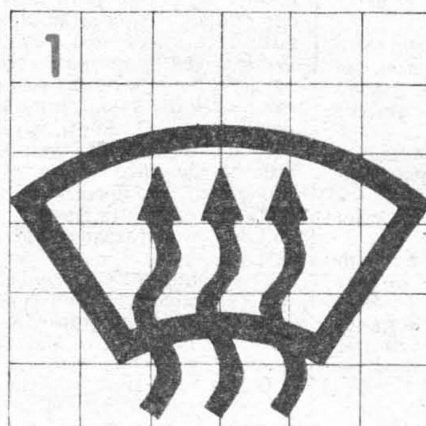
Prezentăm în continuare câteva noi simboluri grafice auto utilizate pentru:
- dezaburire și dezghețare a parbrizului față (figura 1);
- dezaburire și dezghețare a parbrizului spate (figura 2);
- indicator de presiune a uleiului în motor (figura 3);
- indicator de încărcare a bateriei de acumulatoare (figura 4);
- indicator de temperatură a lichidului de răcire a motorului (figura 5);
- indicatorul centurii de siguranță (figura 6);
- deschidere capotă sau portbagaj spate (figura 7);
- deschidere portbagaj sau capotă față (figura 8);
- dispozitiv de pornire la rece (figura 9);
- indicator de nivel combustibil (figura 10);
- ventilator de aerisire auto (figura 11);
- preîncălzire diesel (figura 12).

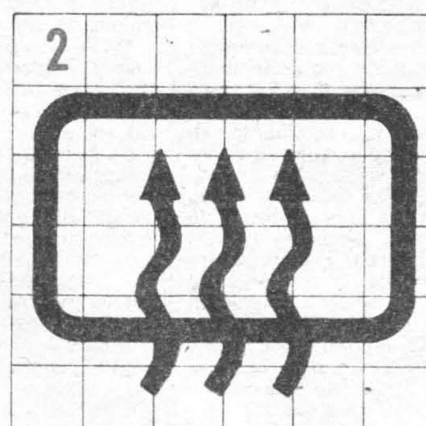
Toate aceste simboluri grafice sunt standardizate, la noi în țară, prin standardul pe părți 11200 (respectiv 521—79, 525—79, 531—79, 532—79, 533—79, 534—79, 535—84, 536—84, 537—79, 539—84, 543—84, 544—84) care corespunde integral cu standardul internațional ISO 2575—1976.

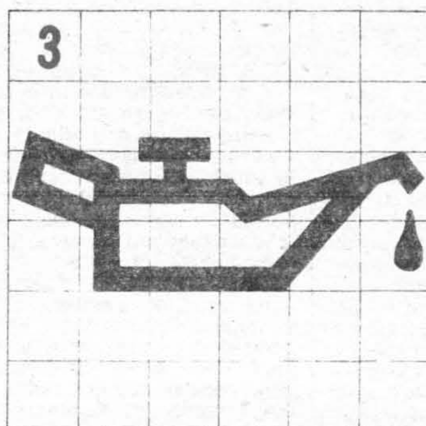
Aceste simboluri se aplică pe (sau lângă) elementul simbolizat pentru identificarea organului de comandă respectiv sau a indicatorului de funcționare.

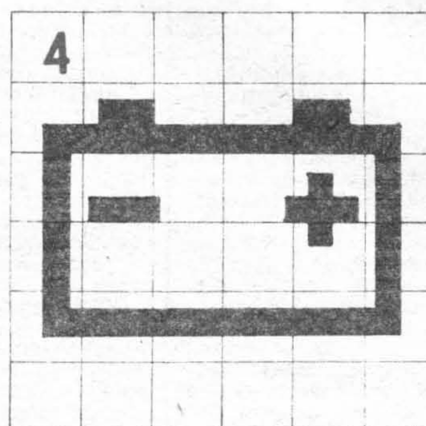
Simbolurile grafice se realizează astfel încât să contrasteze cu fondul.

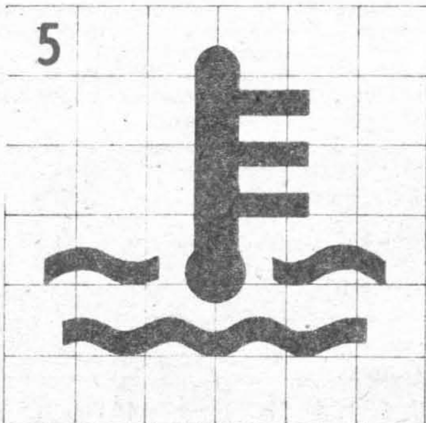
Dimensiunile reale ale simbolurilor prezentate (înălțimea x lățimea) sunt: 1,04a x 1,84a (1); 1,06a x 1,32a (2); 0,54a x 1,44a (3); 0,83a x 1,26a (4); 1,10a x 1,22a (5); 1,40a x 1,40a (6); 0,69a x 1,50a (7); 0,69a x 1,50a (8); 1,00a x 1,00a (9); 1,17a x 1,08a (10); 1,31a x 1,31a (11); 0,66a x 1,21a (12). În toate cazurile a = 50 mm.

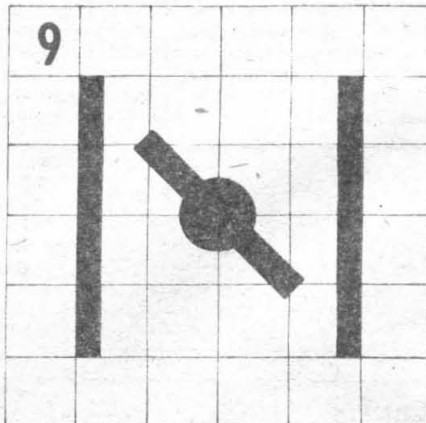










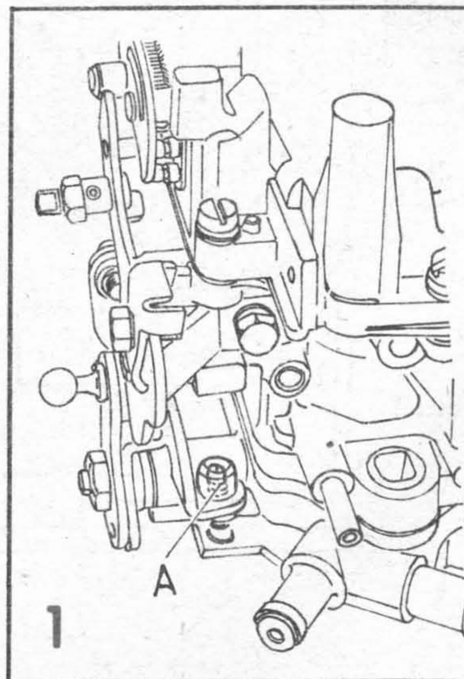


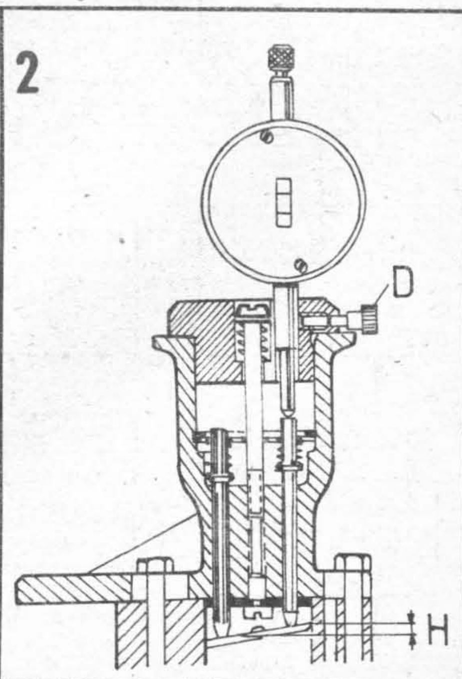
CARBURATORUL AUTOTURISMELOR RENAULT 5

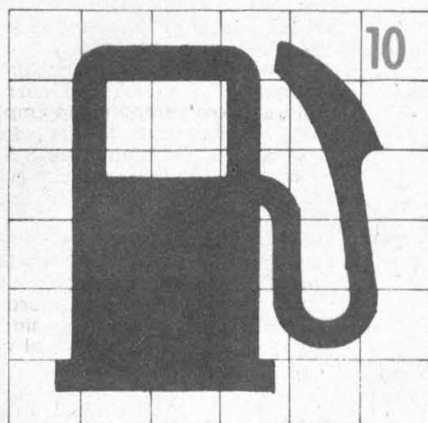
M. STRATULAT

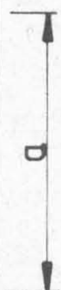
În timpul exploatării, funcționarea carburatorului se deteriorează, influențând nefavorabil asupra performanțelor de putere, consum și poluare. Firește că în cazul acestor manifestări, la care se mai pot adăuga funcționarea instabilă și neuniformă la ralanti, dificultăți la intrarea în sarcină, fum negru la eșapament etc., este necesar să se intervină.

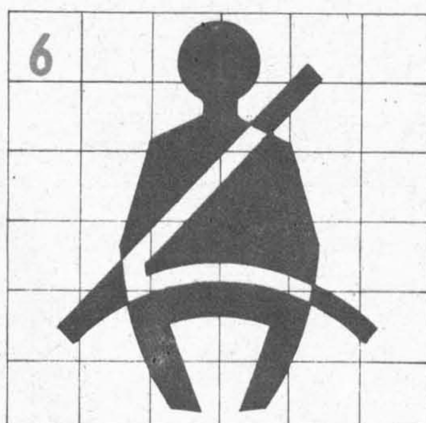
La carburatoarele din seria 32 SEIA, de care ne ocupăm, se efectuează în mod curent următoarele reglaje: deschiderea clapetei de accelerație la ralanti, deschiderea clapetei de accelerare la pornirea la rece, poziția clapetei de

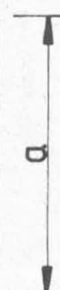


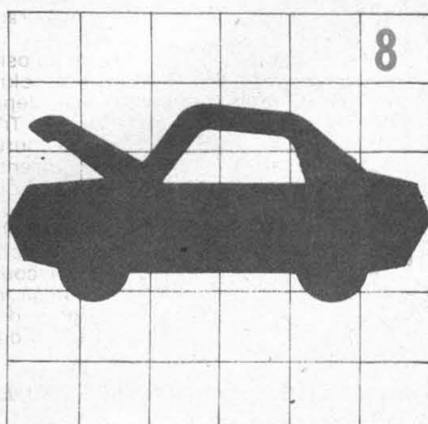


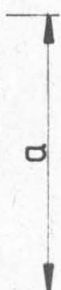


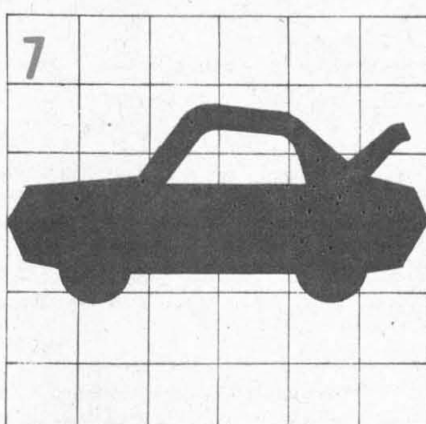


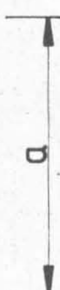


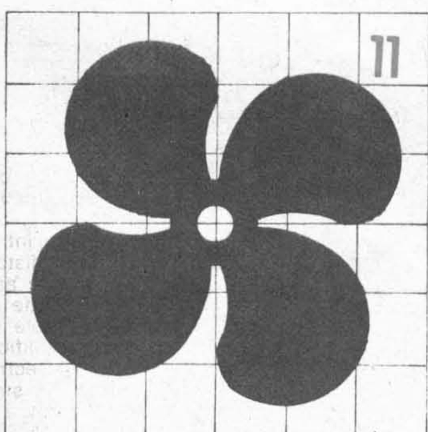


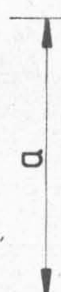


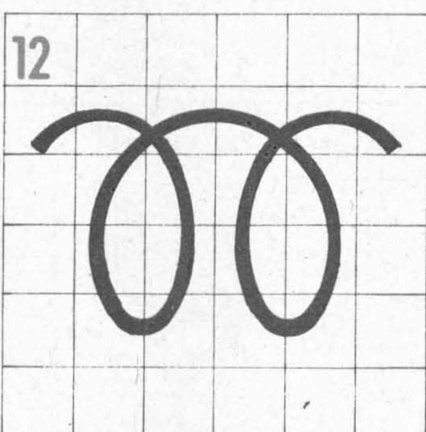


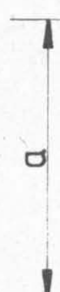


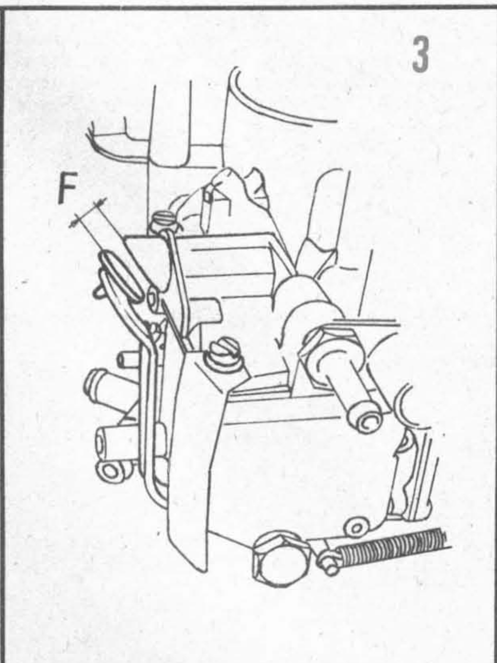


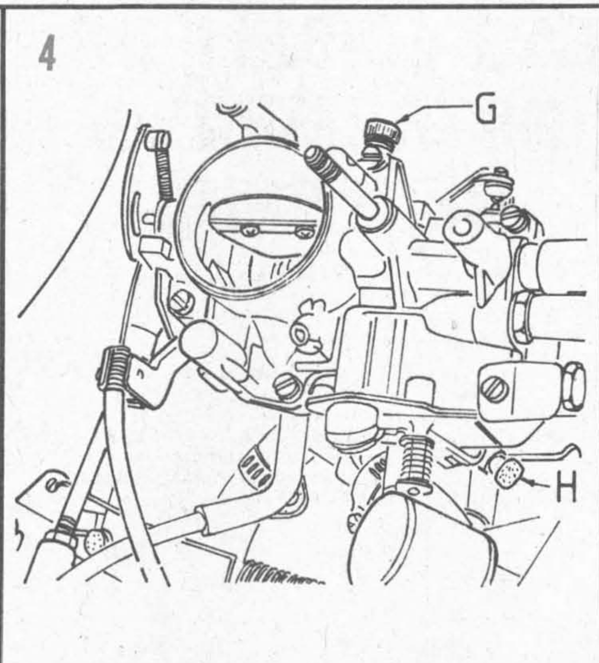












aerisire a camerei de nivel constant, cursa pompei de accelerare, turația de ralanti, emisia de CO la ralanti.

Reglajul poziției clapetei de accelerare se face uzinal, iar accesul la șurubul de reglare A (fig. 1) este interzis de o plombă. Dacă totuși, din motive diferite, această poziție s-a dereglat, este necesar mai întâi să se demonteze carburatorul de pe motor. Pentru aceasta se va proceda în modul următor:

— se debranșează bateria începând cu cablul de masă;

— se demontează filtrul de aer;

— se desface pârghia de comandă a accelerației și cablul clapetei de aer (șocul);

— se desfac racordurile de ventilație a carterului, cel de benzină și conducta de depresiune;

— se demontează racordurile pentru încălzirea carburatorului;

— se desfac cele două piulițe de fixare a carburatorului pe galerie și se extrage carburatorul.

După ce carburatorul a fost spălat cu benzină sau decanol și a fost uscat cu aer sau șters, se trece la operațiunea de reglare a poziției clapetei de accelerare. Din păcate această operațiune reclamă existența unui dispozitiv cu comparator, simplu de altfel, a cărui construcție rezultă din figura 2.

Se montează dispozitivul așa cum se arată în figura 2, după ce carburatorul a fost răsturnat cu camera de nivel constant în jos. Se aduce comparatorul cu palpatorul în partea cea mai de jos a clapetei și se fixează comparatorul cu șurubul D, după care se aduce la zero. Se rotește în continuare dispozitivul cu 180°, aducând palpatorul în partea cea mai înaltă a clapetei de accelerare, așa cum se vede în figură. În această situație se citește cota H pe cadranul comparatorului, dimensiune care exprimă diferența de nivel dintre cota cea mai de jos și cea mai de sus ale celor două laturi ale clapetei. Dacă ea corespunde datelor din tabelul alăturat, se efectuează reglajul operând asupra șurubului A (figura 1). Reglajul se efectuează făcând o corecție cu jumătate din eroarea indicată de comparator. După reglare se mai face o dată controlul pentru a ne convinge de corectitudinea executării operației.

Pentru controlul deschiderii clapetei în poziția de încălzire, se aduce clapeta de aer în poziția mediană indicată în figura 2, prezentată în articolul din numărul anterior. Cu ajutorul unei bare cu diametrul tarat se verifică deschiderea clapetei de accelerare în raport cu peretele camerei de carburație, în partea în care debușează orificiile de repriză (transfer). Tija cilindrică trebuie să aibă dimensiunea prezentată în tabel pentru tipul de carburator cercetat. Dacă valoarea efectivă a deschiderii diferă de cea a grosimii tijei de control, se operează asupra șurubului 3 (figura 2, din numărul anterior al revistei) după îndepărtarea capișonului de protecție.

Clapeta de ventilație a camerei de nivel constant trebuie să ocupe la ralanti o poziție precizată de cota F din figura 3, ale cărei valori sunt prezentate în tabelul prezentat în prima parte a articolului. Dacă valoarea măsurată nu este corectă, ea se aduce la cota nominală deformând ușor suportul clapetei.

După cum s-a arătat în numărul trecut, debitul pompei de accelerație, deci cursa utilă a acesteia, este determinat de cama de comandă montată pe axul clapetei obturatoare.

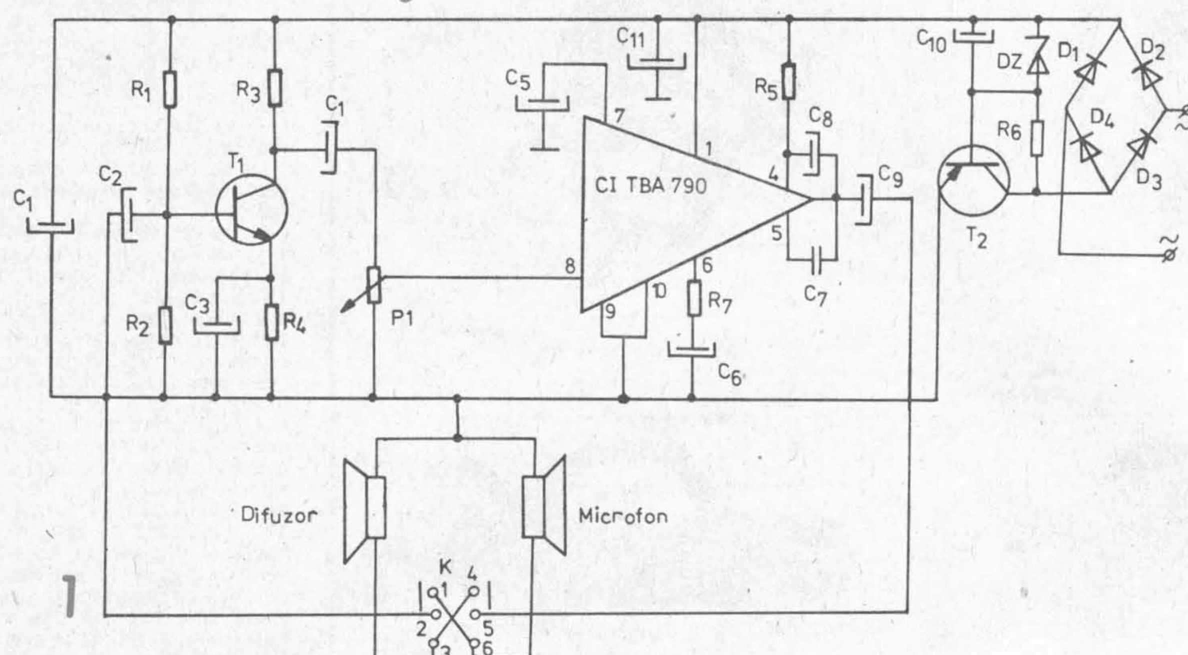
Cursa pompei de accelerare se reglează începând prin a pune clapeta de accelerare în poziția de ralanti. Se aduce apoi pârghia de comandă a pompei în contact cu cama de pe axul clapetei de accelerare și se înșurubează șurubul de reglaj al pârghiei pentru a-l aduce în contact cu tija împingătoare a membranei pompei, după care se continuă strângerea cu 0,5—1,0 rotație.

Reglajul ralantiului trebuie efectuat dispunându-se de un turometru și un analizor de CO. În acest scop se rotește șurubul de aer G (figura 4) pentru a obține un regim de aprox. 700 rot/min. Se intervine apoi asupra șurubului de îmbogățire H până când turația crește atingând cel mai înalt nivel posibil. Se reface apoi turația de ralanti la nivelul aproximativ arătat și se repetă operațiunea efectuată anterior asupra șurubului. H Stabilind în continuare turația între 700 și 725 rot/min, se acționează șurubul de îmbogățire pentru a sărăci amestecul coborând turația cu 20—25 rot/min. În final, se verifică dacă turația de ralanti stabilită este cuprinsă între limitele 675—725 rot/min și dacă emisia de CO nu depășește 4,5%. În caz contrar, se fac corecții ușoare asupra celor două șuruburi menționate.

În final, se face observația că, deoarece accesul la șurubul de reglare a îmbogățirii H este relativ dificil, este mai comod să se folosească o șurubelniță cu cardan pentru reglare.

INTERFON pentru LOCUINȚĂ

Ing. EUGEN BROASCĂ



APLICAȚIE MMC353A

MARIUS MIHAI POPESCU

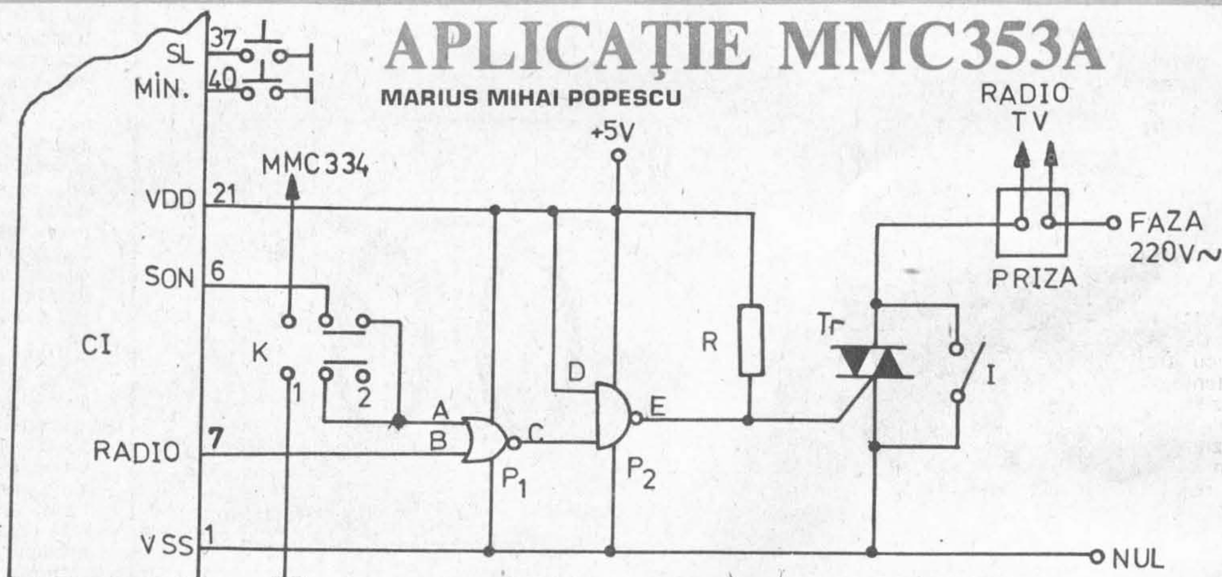
Plecând de la ceasul cu alarmă, realizat cu circuitul integrat MMC 353A, prezentat în nr. 10/1992 al revistei, vom realiza un sistem care poate conecta o sarcină la rețeaua de alimentare la un timp programat anterior, sau deconectarea sarcinii de la rețea după un timp de maximum 59 minute.

Pentru realizarea conectării sarcinii la rețea se va folosi semnalul obținut de la ieșirea de alarmă a CI MMC 353A, iar pentru deconectare se va folosi semnalul obținut de la ieșirea „RADIO" a circuitului integrat.

Sistemul astfel obținut se va conecta la un aparat de radio sau T.V.

MMC 353A conține un numărător invers presetabil între 59 minute și 1 minut.

Ieșirea de alarmă (SON pin 6) și ieșirea numărătorului invers (RADIO pin 7) sunt active pe nivel logic 1. Cele două semnale sunt aplicate pe cale două intrări ale porții P1. Sem-



MĂSURAREA DECIBELILOR CU INSTRUMENTUL DE MĂSURAT

Ing. ŞERBAN NAICU

Cele mai multe aparate de măsurat posedă o scală marcată în dB. De obicei aceasta nu se folosește, necunoscându-se modul ei de utilizare.

Decibelul (dB) este submultiplul zecimal al belului (1B=10dB) unitatea de măsură a nivelului, exprimat logaritmic. Numele său provine de la Graham Bell, coinventatorul telefonului emițător-receptor (în 1876).

Se știe că pentru exprimarea valorii amplificării în putere se folosește relația:

$$A_p\,[dB] = 10 \log \frac{P\ ieș.}{P\ intr.}$$

Pentru exprimarea valorii amplificării în curent sau în tensiune se ține cont de dependența pătratică a puterii față de tensiune și curent

$\left(P = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R\right)$. Aceasta înseamnă că, dacă tensiunea sau curentul cresc de 10 ori, puterea crește de 100 ori (10^2). Deci este necesar ca la o creștere de 10 ori a nivelului tensiunii sau curentului să corespundă o creștere cu 20 dB a nivelului lor și nu cu 10 dB ca în cazul puterii.

Vom avea deci relațiile:

$$A_u\,[dB] = 20 \log \frac{U\ ieș.}{U\ intr.}$$

$$A_i\,[dB] = 20 \log \frac{I\ ieș.}{I\ intr.}$$

Să vedem ce semnifică relațiile de mai sus. Luăm cazul unor tensiuni aplicate unui amplificator (cu nivelul curentului se lucrează rar, deoarece acesta este greu de măsurat). Dacă la intrarea sa aplicăm 100 mV (0,1V) și la ieșire obținem 10V, înseamnă că amplificarea în tensiune se face de 100 ori (10V/0,1V). La câți dB corespunde aceasta? Înlocuind în relația de mai sus rezultă:

$$A_u\,[dB] = 20 \log_{10} \frac{U\ ieș.}{U\ intr.} = 20 \log_{10} 10^2 =$$

$$= 20 \cdot 2 = 40\ dB$$

Continuând în același mod putem obține tabelul:

1 = 0 dB
1,5 = 3 dB
2 = 6 dB
3 = 10 dB
5 = 14 dB
10 = 20 dB
100 = 40 dB
1000 = 60 dB

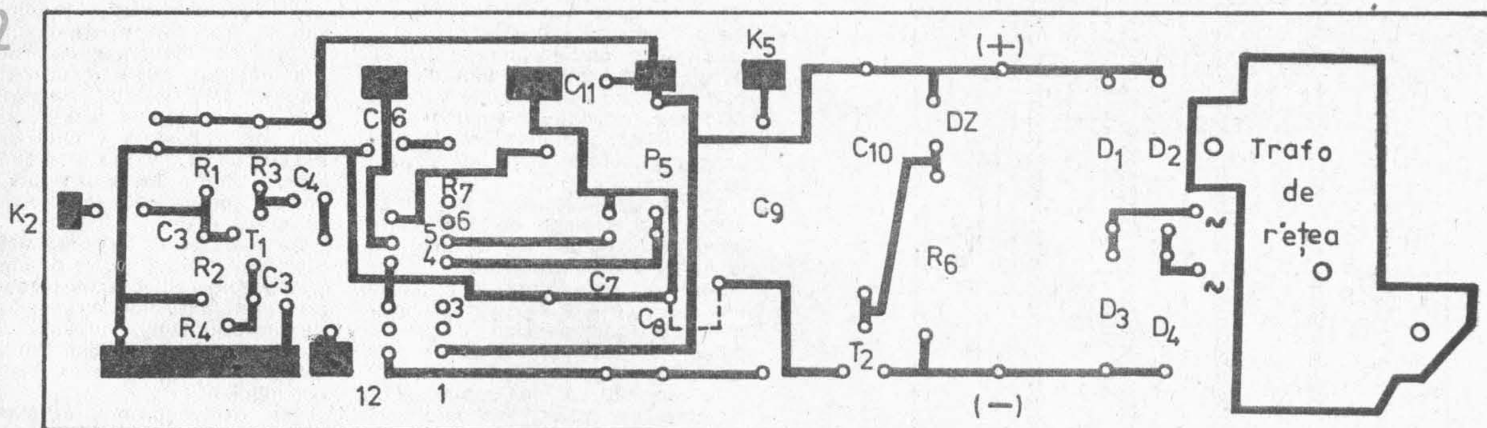
Luăm un alt exemplu: Tensiunea de la intrarea amplificatorului este de 0,5 V iar la ieșire de 10 V. Amplificarea în tensiune va fi:

$$A_u = \frac{U\ ieș.}{U\ intr.} = \frac{10\ V}{0,5\ V} = 20.$$

Schema propusă se compune dintr-un etaj de amplificare în emitor comun realizat cu tranzistorul BC 109, sau alt tranzistor cu zgomot redus, urmat de un amplificator de putere cu sarcina la masă realizat cu circuitul integrat TBA 790. Polarizarea tranzistorului T1 se realizează prin intermediul divizorului rezistiv R1, R2. Rolul condensatorului C1 este de filtraj al tensiunii, C2 — cuplează difuzorul la intrare pe post de microfon, condensatorul C3 decuplează în alternativ rezistența din emitorul tranzistorului T1, R4. Condensatorul C4 are rolul de cuplaj cu intrarea amplificatorului de putere. Potențiometrul P1 are, pe lângă rolul de reglare a nivelului semnalului, și rolul de polarizare a primului tranzistor din CI—TBA 790. Componenta C5 are rolul de filtraj al preamplificatorului din integrat. Componentele R7, C6 sunt elemente de reacție. Condensatorul C7 are rolul de compensare în frecvență, în timp ce condensatorul C8 are rolul de boot strap. Comutatorul K (cu două poziții) are rolul de a inversa cele două difuzoare între ele, prin aceasta realizându-se duplexul convorbirii. Stabilizatorul realizat cu tranzistorul T2 este un stabilizator serie a cărui tensiune de stabilizare este dictată de DZ (PL 12Z). Valorile componentelor din schemă sunt următoarele:

C1 = 120 μF/35 V
C2 = 4,7 μF/35 V
R1 = 150 KΩ
R2 = 12 KΩ
T1 = BC 109
R3 = 3,3 KΩ
R4 = 360 Ω
C7 = 4,7 μF/35 V
P1 = 1 kΩ/10 g
C5 = 100 μF/35 V
C6 = 100 μF/35 V
R7 = 47 Ω
C11 = 220 μF/35 V
R5 = 82 Ω
C3 = 10 μF/35 V
C9 = 220 μF/35 V
Difuzoare 4Ω/0,5 W
C8 = 100 μF/35 V
C7 = 68 pF
K — comutator cu 2 poziții și două perechi de contacte
T2 = BD 140
C10 = 47 μF/35 V
D8 = PL 12 Z
R6 = 330 Ω
D1, D2, D3, D4 = 1N4001
Transformator rețea 220 V/12 V

În figura 2 sunt date amplasările pieselor, inclusiv amplasarea transformatorului de rețea pe cablaj. Difuzoarele, comutatorul și potențiometrul de volum se amplasează pe carcasa interfonului.



nalul de ieșire al porții P1 va fi aplicat pe una din intrările porții P2, cealaltă intrare fiind conectată la nivel logic 1 (V_{DD}).

Poarta P1 este de tip SAU-NU fiind realizată cu 1/4 MMC 4001. Poarta P2 reprezintă 1/2 MMC 40107. Această poartă este de tip ȘI—NU și are o capabilitate de ieșire în curent sporită, tipic 136mA. Această valoare este suficientă pentru a comanda direct pe poartă un triac. Deoarece ieșirea porții ȘI—NU este cu drenă în gol, se va monta rezistența R între ieșire și V_{DD}.

Pozițiile comutatorului K au următoarele semnificații:

Poziția 1 — ceasul funcționează în regim de alarmă pe sistemul propriu, realizat cu MMC 334. Intrarea A a porții P1 va fi conectată pe nivel logic 0.

Poziția 2 — sarcina va fi conectată la rețea în momentul în care se realizează coincidența dintre timpul real și timpul de alarmă.

Deoarece semnalul de alarmă este menținut activ timp de 7 minute, în acest interval trebuie închis întrerupătorul I pentru a putea realiza continuitatea alimentării. În caz contrar, sarcina va fi decuplată.

Pentru realizarea deconectării sarcinii de la rețea, se vor parcurge următoarele etape: se menține apăsat butonul SL, iar cu ajutorul butonului MIN se va programa numărătorul invers pentru un timp maxim dorit. Se eliberează cele două butoane și apoi se deschide întrerupătorul I. După scurgerea timpului programat, pe poarta triacului nu va mai exista semnal de comandă și triacul se blochează. Sarcina poate fi conectată sau deconectată manual folosind doar întrerupătorul I.

Datorită faptului că se lucrează cu tensiunea rețelei (220V/50Hz) se vor lua toate măsurile de protecție împotriva electrocutării.

Triacul se va monta pe un radiator de aluminiu, izolat față de acesta printr-o folie de mică. Se va respecta conectarea corectă a montajului la rețea, identificându-se în prealabil faza și nulul rețelei de alimentare.

Lista componentelor

CI = MMC 353A
P1 = 1/4 MMC 4001
P2 = 1/4 MMC 40107
Tr = TB6N4
R = 120Ω
K = comutator 2 circuite x 2 poziții
I = întrerupător rețea 2A/250Vca

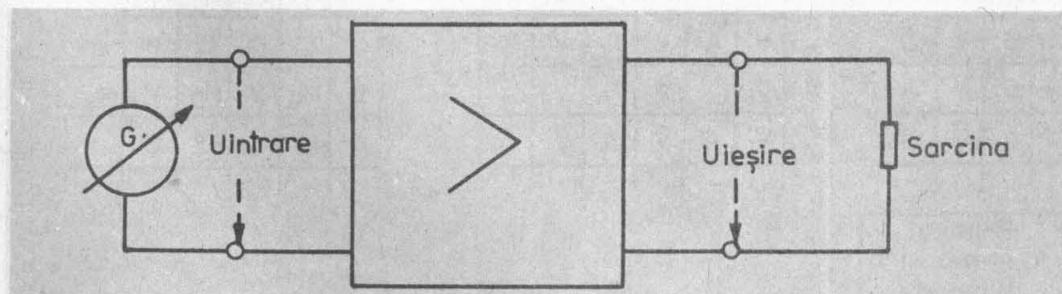
BOBLIOGRAFIE
1. Colecția revistei TEHNIUM
2. DATA BOOK Microelectronica 1991

A	B	C=$\overline{A+B}$	D	E=$\overline{C \cdot D}$
0	0	1	1	0
0	1	0	1	1
1	0	0	1	0
1	1	SE VA EVITĂ ACEASTĂ SITUAȚIE		

La câți dB corespunde această amplificare? Se procedează astfel: A_u = 20 = 2 . 10 = 6 dB + 20 dB = 26 dB. Se observă că nivelurile logaritmice (în dB) se adună, în timp ce rapoartele corespunzătoare se înmulțesc.

Amplificarea în dB se mai numește și câștig. Dar aparatul de măsurat oferă direct posibilitatea măsurării câștigului (în dB) fără să mai fie nevoie să efectuăm vreun calcul.

Se procedează astfel: se conectează instrumentul de măsurat, comutat pe scala minimă de tensiune alternativă, la intrarea amplificatorului (Uintr.). Se reglează nivelul semnalului aplicat din generator (G) până când instrumentul arată 0 dB. Se mută instrumentul la ieșire (Uieș.) și se citește direct amplificarea în dB.



Unele aparate au posibilitatea de extindere a scalei de măsură în dB, având desenat pe scală un tabel cu valori. În acest caz, dacă acul aparatului depășește scala de măsurare, se trece aparatul pe domeniul imediat superior și la citire se adună la indicația aparatului numărul de dB indicat în tabel.

Dacă indicația în dB are o valoare negativă, înseamnă că s-a măsurat nu un amplificator, ci un atenuator. Poate fi cazul unui amplificator la o frecvență aflată în afara benzii acestuia la care câștigul devine negativ (atenuare a semnalului).

Utilizarea măsurării amplificării și a nivelului în dB (măsurare logaritmică) prezintă câteva avantaje. Pe de o parte gruparea unui domeniu foarte întins de valori într-unul mult mai restrâns. Astfel, un domeniu unde amplificările variază între 1 și 1 000 000 se va concentra între limitele 0 și 120 dB. Pe de altă parte, este mai comodă operația de adunare care se efectuează în cazul exprimării amplificării în dB față de cea de înmulțire. De exemplu în cazul unui amplificator format din multe amplificatoare conectate în cascadă, adunarea amplificării în dB a fiecărui etaj ne furnizează amplificarea totală.

Și un ultim avantaj derivă, în cazul amplificatoarelor de audio-frecvență, din faptul că intensitatea senzației auditive crește proporțional cu logaritmul intensității sonore, deci dacă exprimarea se face în dB vom avea o creștere a intensității sunetului liniară.

Dacă se utilizează măsurarea în dB, intervalele de frecvență se pot exprima în **decade** sau **octave.**

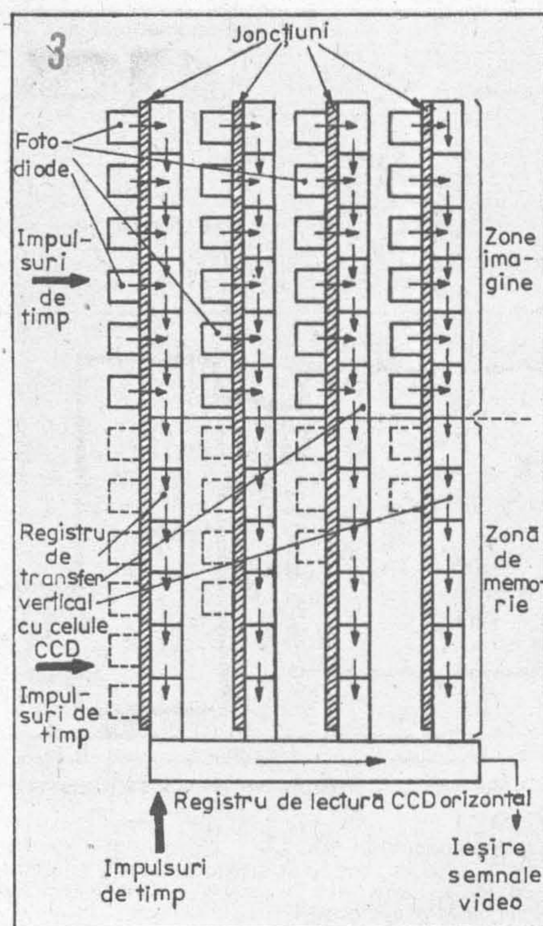
Decada este intervalul cuprins între două valori aflate în raportul 10 (sau 1/10). De exemplu, intervalele cuprinse între 0,1 și 1 între 1 și 10 sau 10 și 100.

În exprimarea curentă, prin decada unei luni înțelegem cu totul altceva și anume un interval cu 10 unități. De exemplu: prima decadă: zilele de la 1 la 10, a doua decadă zilele de la 11 la 20 etc.

Octava reprezintă intervalul cuprins între două valori aflate în raportul 2 (sau 1/2). De exemplu: intervalele cuprinse între 1/2 și 1, între 1 și 2 și între 10 sau 20. Și în muzică se utilizează acest termen cu același înțeles.

VIDEOCAMERA

(URMARE DIN Nr. TRECUT)



Șirurile de fotodiode, repartizate sub formă de linii și coloane, sunt conectate la liniile de transmisie legate la un registru cu decalaj orizontal, constituit din porți basculante MOS, cu efect de câmp.

În figura 2 este reprezentat schematic un captor de imagine cu structură matricială (MOS). Întretęserea liniilor orizontale între două cadre ale imaginii se obține prin selectarea liniilor corespunzătoare.

Comutatoarele MOS, asociate elementelor de imagine sunt comandate de către impulsurile de baleiaj transmise de registrul de decalaj vertical (y), sarcinile electrice apărute la bornele șirurilor dispozitivelor de linie, culese astfel, sunt transmise prin intermediul liniilor de transmisie verticale, elementelor de comutare orizontale. Acestea din urmă sunt deblocate, în mod secvențial, de către impulsurile de baleiaj provenind de la registrul de baleiaj orizontal, sarcinile fotoelectrice prezente la nivelul liniilor de transmisie verticale pot astfel să treacă prin elementele de comutare orizontală și să fie culese la ieșire de acestea.

Făcând parte din dispozitivele cu transfer de sarcină, cunoscute sub numele de CCD (Charge Coupled Devices), captoarele cu transfer de cadru sunt prezentate în figura 3. Aceste dispozitive au fost dezvoltate de Bell Research, începând cu anul 1970.

Se observă din figură că aceste captoare cu transfer de cadru prezintă două zone: prima rezervată analizei de imagine, cea de-a doua (situată sub prima) servind la memorarea sarcinilor fotoelectrice în timpul unui cadru. În mod practic, această zonă de memorie conduce la dublarea suprafeței totale a captorului și se găsește pe partea opacă, aflată sub zona de imagine.

Sarcinile fotoelectrice care sunt astfel memorizate sunt luate în mod secvențial în timpul perioadelor de blanking orizontal, cu un registru de lectură orizontal.

Dat fiind faptul că aceleași elemente de imagine, dispuse în coloane, sunt utilizate pentru analiza fiecărui cadru, numărul acestor elemente verticale este redus la jumătate, în raport cu numărul liniilor de imagine.

Pe de altă parte, timpul de integrare fiind perioada unui cadru, mișcările rapide pot fi redate cu mai puține neclarități decât cu captoarele al căror timp de integrare corespunde cu cel al unei perioade de imagine.

Pe orizontală, definiția captorilor cu transfer de cadru este funcție de numărul șirurilor constituente ale unei linii de imagine.

În figura 4 se prezintă alcătuirea unui captor de imagine cu transfer interlinie. Acesta este alcătuit în mod egal din fotodiode aliniate pe orizontală (în rânduri) și pe verticală (în coloane). Porțile de transfer fiind comune fiecărui cadru, timpul de integrare este egal cu durata unei imagini.

Fiecare dintre coloane este legată prin intermediul unei porți de transfer cu un registru vertical, care funcționează în două faze de tip de cadru.

Ținând cont că numărul celulelor CCD al fiecărui registru vertical este egal cu numărul de linii orizontale ale unui cadru, fiecare dintre aceste registre folosește deci cu jumătate mai puține celule CCD decât puncte-imagine, acestea din urmă corespunzând fotodiodelor țintei de analiză a captorului.

Dat fiind faptul că porțile de transfer sunt comune fiecărui cadru, timpul de integrare este egal cu durata unei imagini. Principala consecință fiind apariția neclarităților la luarea unor imagini conținând mișcări rapide sau realizarea unor cadre panoramice rapide.

În figura 5 sunt redate câteva detalii de realizare a filtrelor de culoare cu structură în linie (tipul 1) și cu structură mozaic (tipurile 2 și 3). Aceste filtre, asociate diferitelor tipuri de captori de imagine sunt indispensabile pentru obținerea semnalelor electrice care să redea senzația de culoare imaginilor vizualizate.

La filtrele cu structură în linie se folosesc și elemente de culori complementare (galben, verde, cian), iar la filtrele cu structură mozaic chiar culorile primare (verde, roșu, albastru) sau elemente de culori complementare (galben, cian, magenta, verde), constituite în grup de câte două.

În linii mari definiția captorilor de imagine este determinată de dimensiunile geometrice ale șirurilor de celule fotosensibile care alcătuiesc ținta de analiză. Acestea sunt mici și numărul lor poate fi crescut pentru o anumită suprafață de țintă. Se poate deci obține o definiție foarte bună a imaginii.

Optimul se atinge când numărul de șiruri al țintei unui captor corespunde maximului teoretic de puncte-imagine posibil (într-un anumit standard T.V.) care se afișează pe ecranul televizoarelor.

Astfel într-un standard cu 625 de linii nu se va ține cont decât de liniile de baleiaj orizontal care participă efectiv la elaborarea imaginii. O parte din linii sunt inactive, fiind pierdute în timpul cursei de întoarcere a baleiajului, sau sunt utilizate pentru sincronizarea imaginii, ori pentru transmiterea informațiilor de teletext sau datelor de control (aprox. 50 linii). Mai rămân deci un număr de 575 de linii utilizate în mod efectiv.

Considerând că, în mod ideal, dimensiunea minimă a unui punct-imagine este cea a grosimii unei linii de baleiaj orizontal (deci, 1/575 din înălțimea unui ecran de televizor) și dat fiind raportul 4/3 (lățime/înălțime) al ecranului T.V., se ajunge la un total de 575 x 4/3 = 766 puncte-imagine pe lungimea unei linii de baleiaj. Ceea ce corespunde unui maxim de 766 x 575 = 440450 puncte-imagine pe întregul ecran T.V.

În practică, termenul de punct-imagine este înlocuit frecvent de punct-linie, când ne referim la definiția pe orizontală a unui captor. Este vorba de determinarea numărului de detalii elementare ale unei imagini care se pot separa vizual pe un ecran T.V.

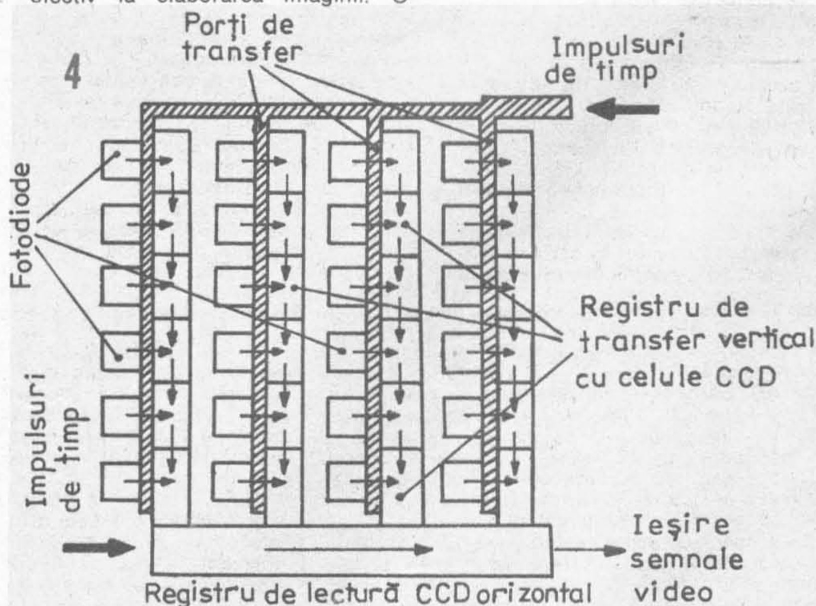
De multe ori se confundă **definiția** orizontală a unui captor de imagine (videocaptor) cu cea de **rezoluție** a tubului de televizior sau monitor (videoreproducător). Aceasta corespunde numărului de linii de baleiaj care pot fi vizualizate pe înălțimea ecranului.

Este deci impropriu ca termenul „număr de linii" să fie utilizat pentru a preciza definiția orizontală în loc de „număr de puncte/linie", care nu creează nici o ambiguitate.

Astfel că, un captor considerat cu o **definiție orizontală** de 766 puncte-linie este de fapt caracterizat de o **rezoluție orizontală** de 766/2 = 383 perechi de linii T.V., fiindcă trebuie să ținem cont de liniile și interliniile verticale care se pot afișa pe lărgimea ecranului.

BIBLIOGRAFIE:

1. Colecția revistei „Le Haut Parleur"
2. Colecția revistei „TEHNIUM"



Tip 1 — 2/3"

G	V	Ci	G	V	Ci
G	V	Ci	G	V	Ci
G	V	Ci	G	V	Ci
G	V	Ci	G	V	Ci

Tip 2 — 2/3"

V		V		V	
V	A	V	A	V	A
V		V		V	
V	A	V	A	V	A

Tip 3 — 1/2"

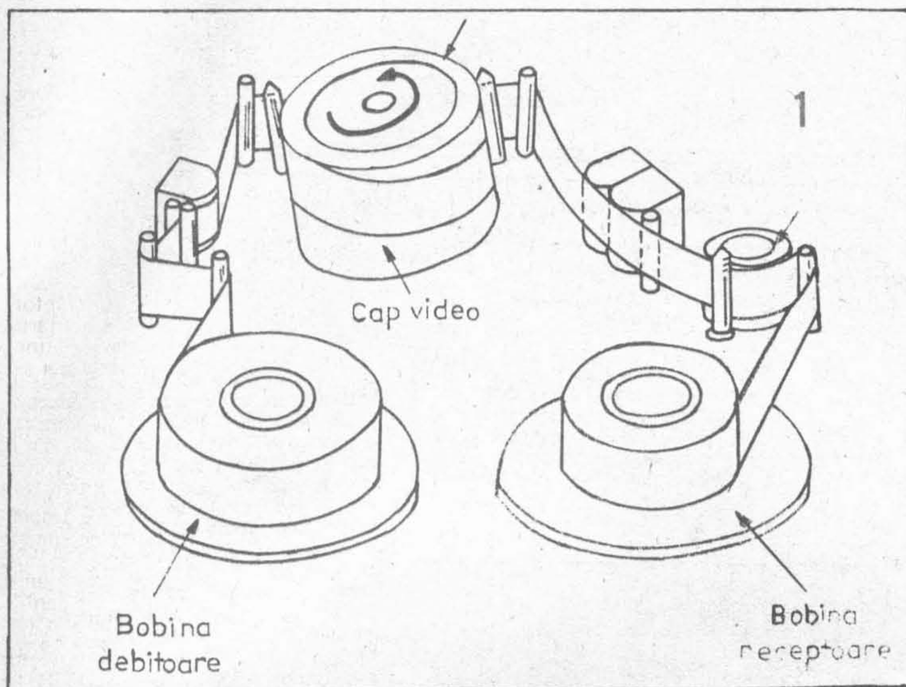
Mg	V	Mg	V	Mg
G	Ci	G	Ci	G
V	Mg	V	Mg	V
G	Ci	G	Ci	G

G-galben R-roșu
Mg-magenta A-albastru
Ci-cian V-verde

5

VIDEOCAMERA. ÎNREGISTRAREA SEMNALELOR VIDEO

Ing. ŞERBAN NAICU



Camerele video folosesc, pentru înregistrarea şi lectura semnalelor video, aceeaşi tehnică ca şi videocasetofoanele.

În figura 1, este prezentat un mecanism de analiză clasic (VHS) care conţine un tambur înclinat, rotativ (1500 rot/min) pe care sunt plasate două capete video. Acestea descriu pe banda magnetică, înfăşurată la 180° pe acest tambur, piste paralele şi oblice (figura 2).

Pistele au lungimea egală cu jumătatea circumferinţei tamburului şi corespund unei înregistrări (respectiv lecturi) a semnalelor reprezentând un cadru imagine şi au durata de 1/50 s (20 ms).

În acest mod se asigură o viteză rotativă ridicată între capete şi banda magnetică (3—5 m/s), necesară pentru înregistrarea şi lectura semnalelor video. Frecvenţa limită a acestora este de cca 250 ori superioară frecvenţei celei mai ridicate a spectrului audio.

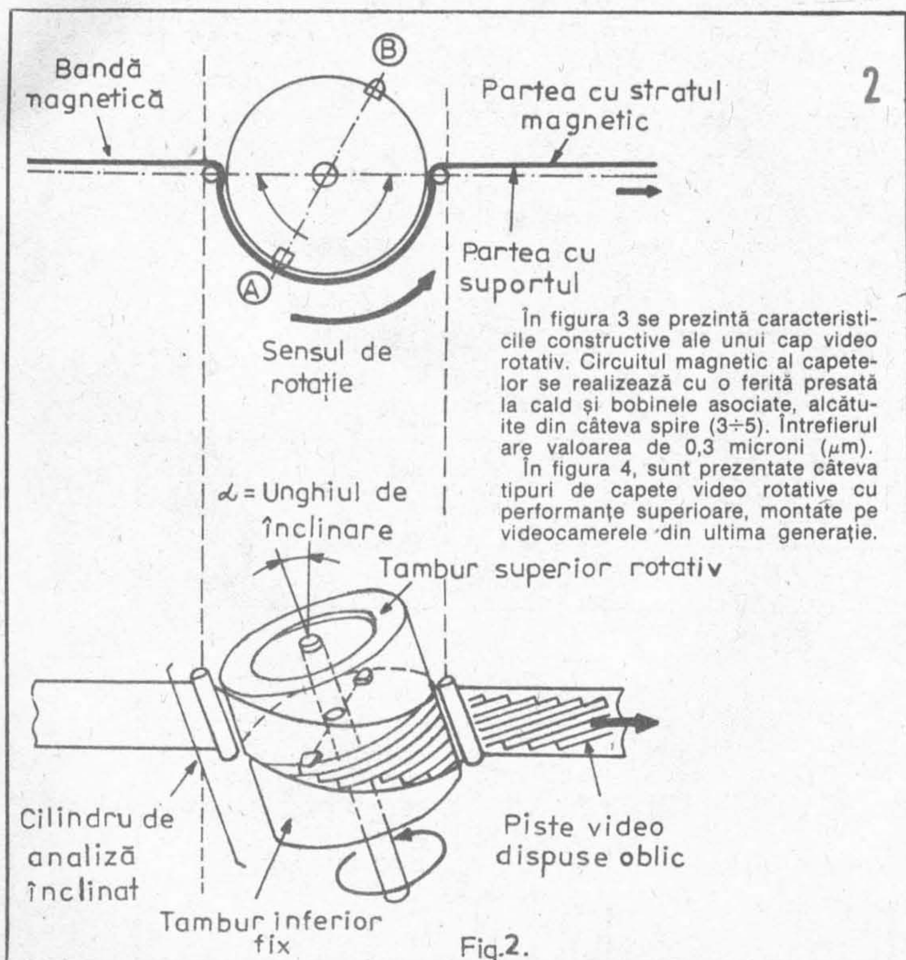


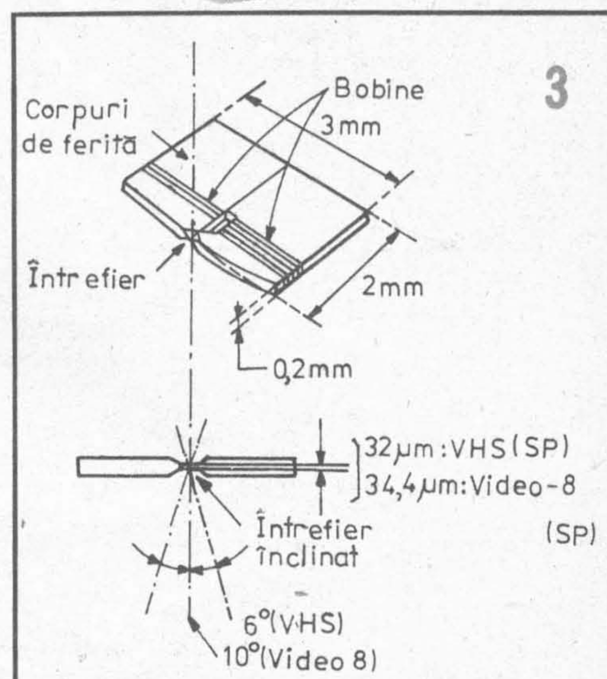
Fig.2.

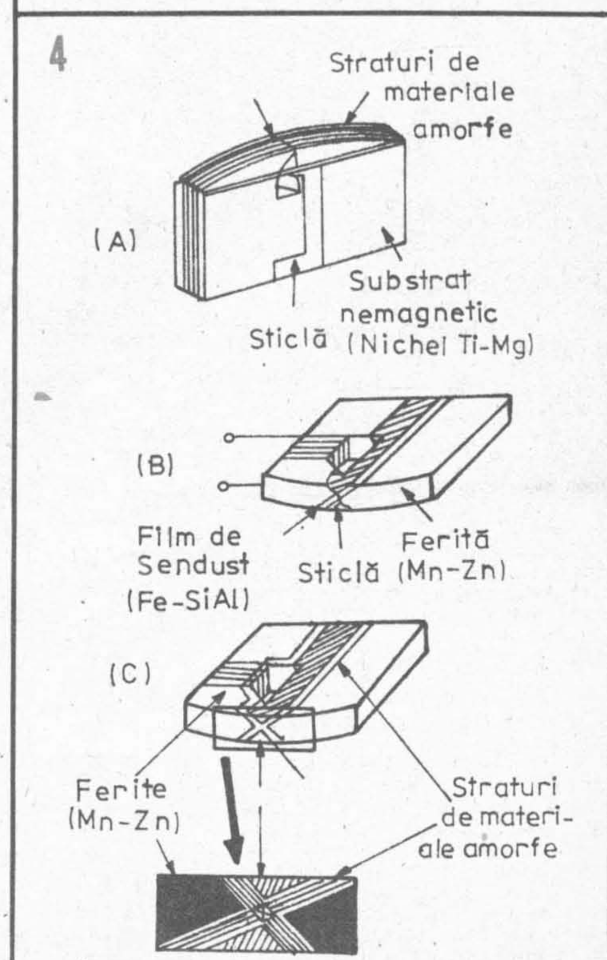
În figura 3 se prezintă caracteristicile constructive ale unui cap video rotativ. Circuitul magnetic al capetelor se realizează cu o ferită presată la cald şi bobinele asociate, alcătuite din câteva spire (3÷5). Întrefierul are valoarea de 0,3 microni (μm).

În figura 4, sunt prezentate câteva tipuri de capete video rotative cu performanţe superioare, montate pe videocamerele din ultima generaţie.

Una dintre realizările cele mai evoluate o constituie capetele amorfe multistrat, al căror miez este format din structuri suprapuse pe un substrat magnetic (figura 4a). O altă variantă o constituie capetele denumite „metal-in-gap", în care întrefierul este ascuns de un film din material amorf, asigurând o focalizare







mai bună a fluxului magnetic (figura 4b).

O altă tehnică e rezervată videocamerelor S-VHS și HI-8 ale căror benzi magnetice speciale necesită curenți mai puternici de magnetizare decât cele clasice. Această tehnică se regăsește la mai multe variante de capete din ferită asociată cu straturi de material amorf și o cală diamagnetică din sticlă care mărește concentrarea fluxului magnetic la nivelul întrefierului (figura 4c).

Ilustrarea modului de înregistrare și de lectură a semnalelor video pe o bandă magnetică se face ca în figura 5, aceasta fiind comparabilă cu modul de înregistrare a semnalelor audio cu un magnetofon. Similitudinea constă în faptul că, în ambele cazuri, semnalele electrice (care poartă informațiile audio sau video) sunt aplicate (sau culese în cazul lecturii) la bornele bobinelor capetelor magnetice, unde ele sunt utilizate pentru a crea în grosimea stratului magnetic al benzii o succesiune de minusculi magneți N-S, a căror mărime este funcție de frecvența semnalelor corespunzătoare.

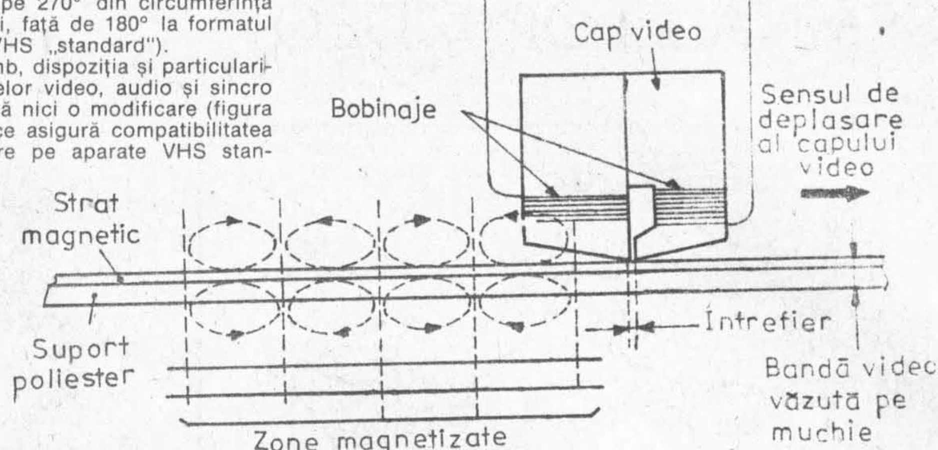
În prezent, două formate (VHS și VIDEO-8) sunt larg răspândite în construcția videocamerelor.

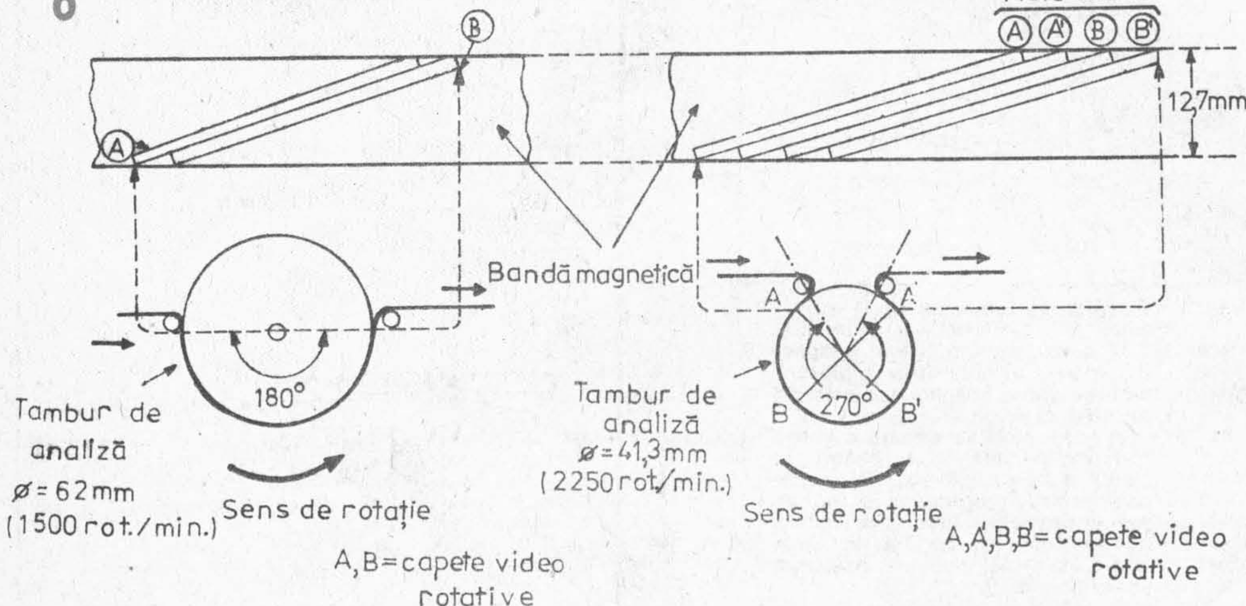
Astfel, în cazul VHS-C, la care diametrul tamburului formatului de origine era de 62 mm, acesta se va reduce la 41,3 mm. Și viteza lui de rotație a fost crescută de la 1500 rot/min la 2250 rot/min.

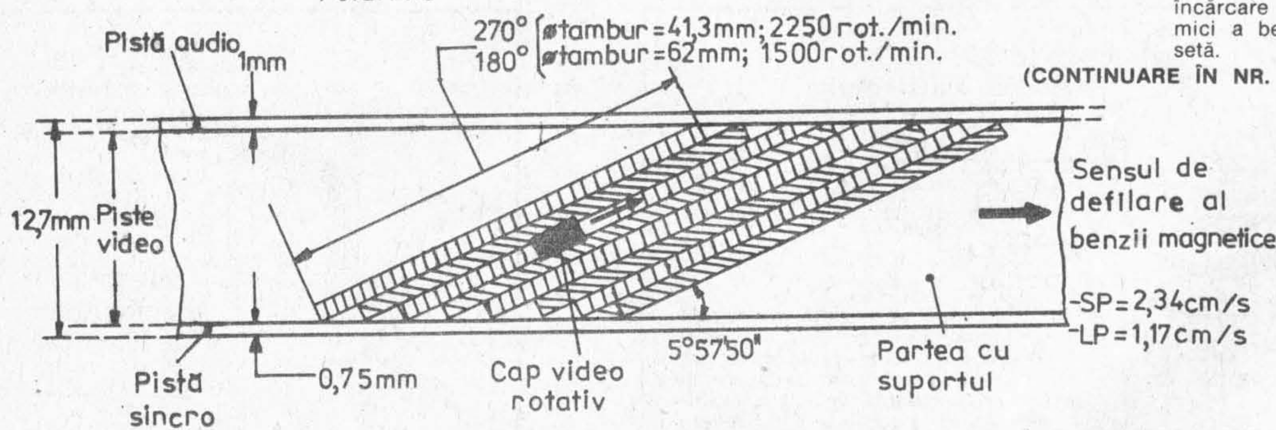
O altă modificare constă în introducerea a patru capete video (în loc de două) care sunt dispuse la 90° unul față de altul (în loc de 180°).

Din figura 6 se observă că la sistemul VHS-C banda magnetică se înfășoară pe 270° din circumferința tamburului, față de 180° la formatul normal (VHS „standard").

În schimb, dispoziția și particularitățile pistelor video, audio și sincro nu prezintă nici o modificare (figura 7), ceea ce asigură compatibilitatea de utilizare pe aparate VHS standard a videocasetelor VHS-C, prin intermediul unui adaptor mecanic.







La sistemul Video-8 „compact", trecerea de la tamburul de 40 mm la cel miniaturizat de 26,7 mm a condus la apariția unor modificări. Una dintre ele constă în utilizarea a patru capete rotative, în loc de două, crescând și viteza de rotație a tamburului de la 1500 rot/min la 2250 rot/min. În ceea ce privește modul de înfășurare a benzii magnetice pe circumferința tamburului, unghiul care era de 221° la origine (necesar pentru înscrierea pistelor PCM) a crescut la 292°, vizibil în figura 8.

Nici de această dată nu s-au modificat caracteristicile pistelor video, incluzând în special frecvențele „pilot" ale sistemului ATF (Automatik Track Finding) responsabile cu urmărirea pistelor (figura 9).

Traseele benzii între videocasetă și tamburul de analiză sunt specifice fiecărui format și subformat în parte. De remarcat faptul că la VHS „standard", cu bucla de încărcare în M, acest traseu nu s-a modificat de la apariția sa și până în prezent (figura 10). Acest traseu favorizează o încărcare rapidă datorită lungimii mici a benzii extrase din videocasetă.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Primul format, Video Home Sistem, cu subformatele sale (VHS-C VHS-HI FI, S-VHS, S-VHS-C-HI FI) utilizează bandă magnetică cu lățimea de 1/2 inch (1 inch = 25,4 mm). Cel de-al doilea format și varianta sa îmbunătățită Video-8 „High-Band", sau Hi-8, utilizează banda magnetică de 8 mm.

Toate tipurile de aparate menționate anterior utilizează principiul de analiză elicoidală a benzii magnetice cu ajutorul capetelor video rotative. Dar, în ceea ce privește concepția de realizare a tamburului rotativ, a vitezei sale de rotație și a numărului de capete utilizate, apar diferențe între formate.

Datorită cerințelor dictate de miniaturizare, la videocamerele VHS-C și la cele Video-8 „compact" se utilizează tamburi rotative de dimensiuni inferioare celor clasice.

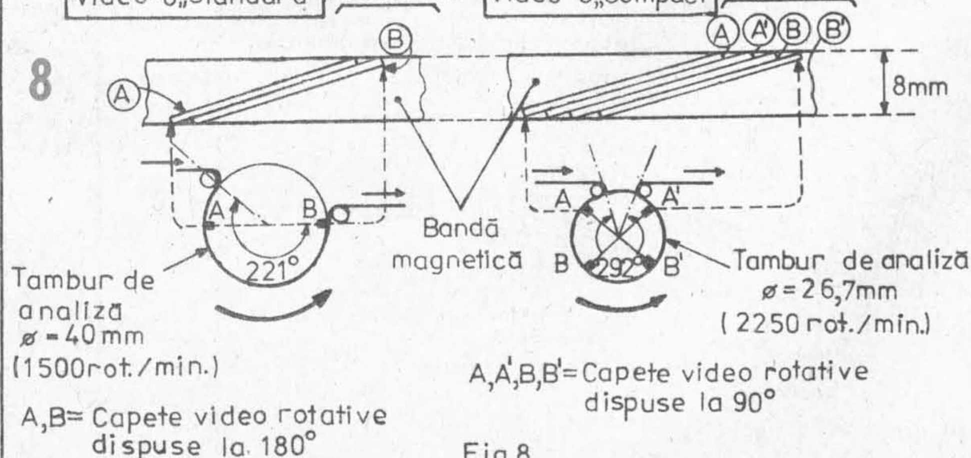


Fig.8.

Redactor șef: ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacție: ing. ȘERBAN NAICU
Redactori: V. STACH; V. CÂMPEANU
Grafică: I. IVAȘCU
Corectură: GEORGE IVAȘCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat
la Imprimeria „Coresi"
București

INDEX 44212